

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

Henrique Marques da Silva Chaves

**SISTEMA DE CONTROLE DE INVERSORES TRIFÁSICOS
CONECTADOS À REDE ELÉTRICA CONSIDERANDO
AFUNDAMENTOS DE TENSÃO**

Florianópolis
2018

Henrique Marques da Silva Chaves

**SISTEMA DE CONTROLE DE INVERSORES TRIFÁSICOS
CONECTADOS À REDE ELÉTRICA CONSIDERANDO
AFUNDAMENTOS DE TENSÃO**

Dissertação submetida ao Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
da Universidade Federal de Santa
Catarina para a obtenção do Grau de
mestre em Engenharia Elétrica

Orientador: Marcelo Lobo Heldwein,
Dr. sc. ETH.

Florianópolis
2018

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária
da UFSC.

Chaves, Henrique

Sistema De Controle De Inversores Trifásicos Conectados À Rede
Elétrica Durante Afundamentos De Tensão / Henrique Chaves ;
orientador, Marcelo Lobo Heldwein, 2018. 235 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina,
Centro Tecnológico, Programa de Pós Graduação em Engenharia
Elétrica, Florianópolis, 2018.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Eletrônica de potência. 3. Energia eólica. 4.
Afundamentos de tensão. 5. Low Voltage Ride Through. I. Lobo
Heldwein, Marcelo . II. Universidade Federal de Santa Catarina.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Henrique Marques da Silva Chaves

**SISTEMA DE CONTROLE DE INVERSORES TRIFÁSICOS
CONECTADOS À REDE ELÉTRICA CONSIDERANDO
AFUNDAMENTOS DE TENSÃO**

Esta Dissertação foi julgada aprovada para obtenção do Título de “Mestre em Engenharia Elétrica”, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

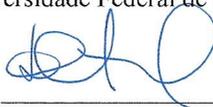
Florianópolis, 25 de junho de 2018.


Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. sc. ETH.
Coordenador do Curso

Banca Examinadora:


Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. sc. ETH.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina


Prof. Aguinaldo Silveira e Silva, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina


Prof. Daniel Ferreira Coutinho, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina


João Marcos Soares, MSc.
REIVAX S/A

“Those who have great self-control, or who are totally engrossed in work, speak little. Word and action together do not go well. Look at nature: work continuously, but in silence.”

Mahatma Gandhi.

Ao infinito e além.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de expressar minha imensa gratidão a todos que contribuíram e me apoiaram para que eu tivesse êxito nessa atividade. Diversas vezes precisei de ajuda e incentivo e sempre tive o apoio da família e dos amigos. Nos momentos difíceis é que as pessoas verdadeiras fazem suas contribuições e marcam seus lugares em nossas vidas.

Primeiramente, gostaria de agradecer ao meu orientador, Prof. Marcelo Lobo Heldwein, por todo o conhecimento, orientação e dedicação transmitida para realização deste trabalho. Sou muito grato pela ajuda e pelas suas contribuições.

Gostaria de agradecer também a todos os membros da banca que dedicaram seu tempo para avaliar e corrigir este trabalho, agregando conhecimento e contribuindo ainda mais para o sucesso deste. Também, gostaria de agradecer todos os professores do Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) que tiveram papel relevante e fundamental no meu aprendizado.

Aos meus amigos e colegas do INEP, que contribuíram diretamente com questões técnicas e apoio durante a evolução deste trabalho, especialmente ao meu amigo Gustavo Finamor. Agradeço também a todos os meus amigos sempre presentes para ajudar por todos os momentos de descontração e que me acompanharam durante esses anos em Florianópolis.

Não posso deixar de agradecer a REIVAX, pelo auxílio e apoio a realização do mestrado. Agradeço especialmente aos meus colegas de P&D João Marcos Soares, Rodrigo Mussatto, Gilvan Tessari, Cleber Zanatta e Taylor Wisbeck.

Por fim, deixo meu agradecimento especial para toda minha família, principalmente para meus pais Eli do Canto Chaves e Rejane Marques da Silva Chaves pelo carinho, dedicação, amizade, companheirismo, educação, ensino, criação e respeito. Vocês são meus pilares e por causa de vocês hoje sou capaz de realizar meus sonhos. A vocês, meu muito obrigado.

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo dos requisitos de conexão de aerogeradores à rede elétrica, com foco nos requisitos de suportabilidade de tensão e propõe soluções de controle para inversores de tensão trifásicos conectados à rede durante afundamentos de tensão. São apresentadas e comparadas técnicas de sincronização de inversores trifásicos, visando à aplicação no sistema de controle e na presença de tensões desequilibradas, comparação de malhas de corrente em coordenadas síncronas e estacionárias, onde é analisado o desempenho destas durante afundamentos de tensão; métodos de geração de referência de corrente, onde é possível eliminar oscilações de potência ativa ou injetar correntes equilibradas durante afundamentos de tensão; técnicas de controle da tensão do barramento e controle e limitação de potência ativa com compensação de frequência da rede. Também, são apresentadas análises para a aplicação de códigos de rede reais de compensação de potência reativa e suportabilidade de tensão das malhas de corrente e tensão propostas. O sistema de controle desenvolvido nesse trabalho é projetado e implementado em um DSP e validado em um protótipo de um inversor de tensão trifásico com filtro LCL com potência nominal de 5 kW. Resultados experimentais são apresentados para validar algumas análises apresentadas.

Palavras-chave: Inversor de tensão trifásico, Suportabilidade de tensão, aerogeradores, controle de corrente, controle de tensão, compensação de potência reativa, sincronização de inversores trifásicos.

ABSTRACT

This work presents a study of wind turbine connection requirements to cope with electrical grid standards, focusing on low voltage ride through. The main goal is to analyze and propose control solutions for grid tied three-phase voltage inverters during voltage sags. Three-phase inverter synchronization techniques are presented and compared, aiming at the application in the inverter control system considering the presence of unbalanced grid voltages. The comparison of current loops in synchronous and stationary frames is also verified, where the performance of these are analyzed during voltage sags. Current reference generation methods are discussed with which it is possible to either eliminate active power oscillations, or to inject balanced currents during voltage sags. Bus voltage control techniques and active power limitation and control with grid frequency droop are included in the study framework, since they also influence the inverter performance during the time intervals with low grid voltage. The application of real grid codes for reactive power compensation and voltage ride through of the proposed current and voltage loops is presented. The control system developed in this work is designed and implemented in a DSP and validated in a 5 kW three-phase voltage inverter with an LCL filter. The obtained experimental results are presented to validate some performed analyzes.

Keywords: Three-phase voltage inverter, low voltage ride through, wind turbines, current control, voltage control, reactive power compensation, synchronization of three-phase inverters.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Matriz energética brasileira [1].	27
Figura 2: Exemplo de sistema elétrico de potência com geração distribuída.	28
Figura 3: Principais investidores em energia renovável - [11].	29
Figura 4: Investimentos em energia renovável no mundo - [12].	29
Figura 5: Aplicações de conversores estáticos na geração de energia renovável e armazenamento de energia.	30
Figura 6: Continuação das aplicações de conversores estáticos na geração de energia renovável e armazenamento de energia.	31
Figura 7: Sistema de conversão de energia eólica.	35
Figura 8: Turbina eólica baseada em DFIG com conversor de potência conectado ao rotor.	36
Figura 9: Turbina eólica baseada em DFIG com conversor de potência conectado ao rotor apenas quando a turbina está operando em potência reduzida ou para compensação de potência reativa.	37
Figura 10: Turbina eólica baseada em gerador síncrono com conversor pleno.	37
Figura 11: Inversor fonte de tensão PWM.	39
Figura 12: Inversor fonte de corrente baseado em tiristores.	39
Figura 13: Inversor fonte de corrente PWM.	40
Figura 14: Conversor <i>back-to-back</i> baseado em conversores VSI.	41
Figura 15: Conversor <i>back-to-back</i> baseado em conversores CSI.	41
Figura 16: Estrutura de potência com conversor NPC em configuração <i>back-to-back</i> .	41
Figura 17: Configuração multicélula baseada em conversores fonte de tensão em operação <i>interleaving</i> .	42
Figura 18: Configuração multicélula baseada em conversores fonte de corrente em operação multipulso.	42
Figura 19: Sistema de controle do estágio de potência de uma turbina eólica.	45
Figura 20: Tipos de limitação de potência ativa.	48
Figura 21: Curva de suporte de corrente reativa de [37].	49
Figura 22: Curva de potência x frequência do código de rede irlandês [38].	50
Figura 23: Exemplo de uma curva de suportabilidade de tensão de [40].	51
Figura 24: condição de ilhamento não intencional em uma seção de rede.	52

Figura 25: Principais curvas de suportabilidade de tensão dos códigos de rede.....	57
Figura 26: Trajetória do vetor de tensão trifásico equilibrado dentro de um plano cartesiano $\alpha\beta$	59
Figura 27: Exemplo de falta fase-fase no ponto de conexão com a rede elétrica.....	63
Figura 28: Tensões no ponto de conexão comum para uma falta fase-fase.....	63
Figura 29: Circuito equivalente no momento de falta.....	65
Figura 30: Afundamento de tensão em sistemas trifásicos com $D = 0,5\angle 0^\circ$	67
Figura 31: Propagação de um afundamento de tensão através de três pontos de conexão comum (PCC_1 , PCC_2 e PCC_3) em linhas de transmissão com dois transformadores em cascada [34].	69
Figura 32: Afundamento tipo D em propagação de um afundamento tipo C com $D = 0,5\angle 0^\circ$	70
Figura 33: Afundamento tipo F em propagação de um afundamento tipo E com $D = 0,5\angle 0^\circ$	70
Figura 34: Afundamento tipo G em propagação de um afundamento tipo F com $D = 0,5\angle 0^\circ$	70
Figura 35: Estruturas de PLL convencionais.	72
Figura 36: Análise de tempo de sincronização da estrutura PQ-PLL. ..	74
Figura 37: Estruturas PQ-PLL em condições de rede distorcida.	75
Figura 38: Estruturas PQ-PLL durante um afundamento de tensão tipo B.....	76
Figura 39: Eixos e vetores de uma estrutura DSRF.	77
Figura 40: Célula de desacoplamento da DDSRF-PLL.	80
Figura 41: Resposta ao degrau de $vd + 1 * \omega f$ para diferentes valores de ωf	81
Figura 42: Diagrama de bloco da DDSRF-PLL com $n = +1$ e $m = -1$	83
Figura 43: Avaliação do tempo de sincronização do DDSRF-PLL.	85
Figura 44: Avaliação do tempo de sincronização do DDSRF-PLL com tensões distorcidas por componentes harmônicos de 5° e 7° ordem.	86
Figura 45: Avaliação da resposta dinâmica da DDSRF-PLL para um afundamento tipo A com $D = 0,2\angle 0^\circ$	87
Figura 46: Avaliação da resposta dinâmica da DDSRF-PLL para um afundamento tipo B com $D = 0,2\angle 0^\circ$	88
Figura 47: Avaliação da resposta dinâmica da DDSRF-PLL para um afundamento tipo C com $D = 0,2\angle 0^\circ$	89
Figura 48: Estrutura DSOGI.	93

Figura 49: Resposta dinâmica da DSOGI-FLL.....	96
Figura 50: Resposta dinâmica da DSOGI-FLL para tensões de sincronismo distorcidas com 5° e 7° harmônicas.....	97
Figura 51: Resposta dinâmica da DSOGI-FLL para afundamentos de tensão do tipo A.....	98
Figura 52: Resposta dinâmica da DSOGI-FLL para afundamentos de tensão do tipo B.....	99
Figura 53: Resposta dinâmica da DSOGI-FLL para afundamentos de tensão do tipo C.....	100
Figura 54: Diagrama de blocos genérico do sistema de controle do VSI trifásico conectado à rede.....	104
Figura 55: Estrutura de controle VOC clássica.....	104
Figura 56: Topologia do VSI.....	105
Figura 57: Topologia do VSI considerando uma função de comutação por fase.....	106
Figura 58: Modelo VQMI do VSI.....	107
Figura 59: Modelo médio do inversor com filtro LCL e conexão à rede elétrica.....	108
Figura 60: Circuito equivalente em coordenadas estacionárias.....	110
Figura 61: Estrutura de controladores de corrente de referência síncrona dupla desacoplada.....	116
Figura 62: Circuito de simulação para teste da malha de corrente em coordenadas síncronas.....	117
Figura 63: Correntes de referência.....	119
Figura 64: Erro dos controladores PI.....	121
Figura 65: Estrutura de controladores de corrente de referência síncrona dupla desacoplada.....	122
Figura 66: Resposta em frequência do controlador PR ideal.....	124
Figura 67: Resposta em frequência do controlador PR amortecido.....	125
Figura 68: Implementação do controlador PR com compensação de harmônicos.....	125
Figura 69: Resposta em frequência do controlador PR com termos ressonantes na fundamental, terceira, quinta e sétima harmônicas.....	126
Figura 70: Implementação da malha de corrente em coordenadas estacionárias.....	127
Figura 71: Referências de corrente de sequência positiva e negativa em coordenadas síncronas com o método PNSC.....	131
Figura 72: Referências de corrente de sequência positiva e negativa em coordenadas estacionárias com o método PNSC.....	132
Figura 73: Referências de corrente de sequência positiva e negativa em coordenadas síncronas com o método BPSC.....	133

Figura 74: Referências de corrente de sequência positiva e negativa em coordenadas estacionárias com o método BPSC.	134
Figura 75: Malha de controle de tensão.	135
Figura 76: Cálculo da referência de potência reativa.	136
Figura 77: Cálculo da componente de modo comum para modulação SVPWM.	137
Figura 78: Formas de onda da modulação SVPWM.	138
Figura 79: Circuito de simulação.	142
Figura 80: Tensões de fase do PCC para um afundamento tipo B.	142
Figura 81: Normas de tensão de sequência positiva e negativa.	142
Figura 82: Diagrama de blocos do controle em coordenadas síncronas.	143
Figura 83: Curva genérica de suporte de reativos implementada.	145
Figura 84: Correntes de saída do inversor com o método PNSC e controle em coordenadas síncronas.	146
Figura 85: Correntes de referência e correntes do inversor em coordenadas síncronas com o método PNSC e controle em coordenadas síncronas.	146
Figura 86: Potência ativa e reativa de referência e medições de potência ativa e reativa instantânea com o método PNSC e controle em coordenadas síncronas.	147
Figura 87: Correntes de saída do inversor com o método BPSC e controle em coordenadas síncronas.	147
Figura 88: Correntes de referência e correntes do inversor em coordenadas síncronas com o método BPSC.	147
Figura 89: Potência ativa e reativa de referência e medições de potência ativa e reativa instantânea com o método BPSC.	148
Figura 90: Correntes do inversor com o método PNSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão.	148
Figura 91: Correntes de referência e do inversor em coordenadas síncronas com o método PNSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão.	148
Figura 92: Potência ativa e reativa de referência e medições de potência ativa e reativa instantânea com o método PNSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão.	149
Figura 93: Correntes do inversor com o método BPSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão e controle em coordenadas síncronas.	149
Figura 94: Correntes de referência e correntes do inversor em coordenadas síncronas com o método BPSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão.	150

Figura 95: Potência ativa e reativa de referência e medições de potência ativa e reativa instantânea com o método BPSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão.....	150
Figura 96: Diagrama de blocos do controle em coordenadas estacionárias.	151
Figura 97: Correntes de saída do inversor com o método PNSC e controle em coordenadas estacionárias.	154
Figura 98: Correntes de referência e correntes do inversor em coordenadas estacionárias com o método PNSC.....	154
Figura 99: Potência ativa e reativa de referência e medições de potência ativa e reativa instantânea com o método PNSC e controle em coordenadas estacionárias.	154
Figura 100: Correntes de saída do inversor com o método BPSC e controle em coordenadas estacionárias.	155
Figura 101: Correntes de referência e correntes do inversor em coordenadas estacionárias com o método BPSC.....	155
Figura 102: Potência ativa e reativa de referência e medições de potência ativa e reativa instantânea com o método BPSC e controle em coordenadas estacionárias.	155
Figura 103: Correntes do inversor com o método PNSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão e controle em coordenadas estacionárias.	156
Figura 104: Correntes de referência e do inversor em coordenadas síncronas com o método PNSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão.	156
Figura 105: Potência ativa e reativa de referência e medições de potência ativa e reativa instantânea com o método PNSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão com controle em coordenadas estacionárias.	156
Figura 106: Correntes do inversor com o método BPSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão e controle em coordenadas estacionárias.	157
Figura 107: Correntes de referência e correntes do inversor em coordenadas síncronas com o método BPSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão.....	157
Figura 108: Potência ativa e reativa de referência e medições de potência ativa e reativa instantânea com o método BPSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão com controle em coordenadas estacionárias.	157
Figura 109: Curva suportabilidade de tensão do Brasil.....	159
Figura 110: Tensões V_a , V_b , V_c , no ponto de conexão com a rede.....	159

Figura 111: Correntes do inversor e correntes injetadas na rede.	160
Figura 112: Potências ativa e reativa de referência e instantâneas.....	160
Figura 113: Norma da tensão de sequência positiva e curva de LVRT.	160
Figura 114: Tensões no V_a , V_b , V_c , no ponto de conexão com a rede.	161
Figura 115: Correntes do inversor e correntes injetadas na rede.	161
Figura 116: Potências ativa e reativa de referência e instantâneas.....	162
Figura 117: Norma da tensão de sequência positiva e curva de LVRT.	162
Figura 118: Circuito <i>crowbar</i> para proteção de sobretensão no barramento CC.....	163
Figura 119: Malha de controle do <i>crowbar</i>	164
Figura 120: Tensões do inversor durante um afundamento trifásico com $D = 0,75$	164
Figura 121: Correntes do inversor e correntes injetadas na rede em coordenadas abc.....	165
Figura 122: Correntes de referência e correntes do inversor em coordenadas estacionárias.....	165
Figura 123: potências instantâneas do inversor.....	166
Figura 124: Tensão do barramento CC durante afundamento de tensão.	166
Figura 125: Malha de controle anti ilhamento.	168
Figura 126: Circuito de teste do procedimento de anti ilhamento.	168
Figura 127: Circuito de simulação para detecção de ilhamento.....	170
Figura 128: Tensões de fase no PCC.	170
Figura 129: Correntes do inversor e correntes injetadas na rede.	171
Figura 130: Correntes de referência e correntes do inversor em coordenadas estacionárias.....	171
Figura 131: Limites de frequência e frequência medida pelo DSOGI.	171
Figura 132: Potências ativa e reativa de referência, instantâneas e potência na carga RLC.....	172
Figura 133: Momento de ilhamento do inversor e momento de atuação da proteção de frequência.	172
Figura 134: A resposta em frequência de malha aberta do filtro LCL.	176
Figura 135: Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.	177
Figura 136: Resposta em frequência do controlador proporcional ressonante projetado.....	178
Figura 137: Resposta em frequência da função de transferência de malha aberta da planta de corrente com o controlador projetado.	179

Figura 138: Simulação do inversor trifásico conectado à rede com degrau de potência ativa.....	180
Figura 139: Simulação do inversor trifásico conectado à rede com degrau de potência ativa e tensão da rede com componentes harmônicos de 5ª (10%) e 7ª (5%) ordem.....	183
Figura 140: Diagrama de blocos da malha de controle de tensão.	185
Figura 141: Resposta em frequência do controlador PI projetado.	186
Figura 142: Resposta em frequência da FTLA da planta de tensão com o controlador PI projetado.....	187
Figura 143: Tensão do barramento CC durante um degrau de potência de 2,5 kW para 5 kW em $t = 0,2s$	187
Figura 144: Protótipo do VSI utilizado [105].	190
Figura 145: Protótipo do filtro LCL utilizado [105].	190
Figura 146: Diagrama de blocos do hardware utilizado.....	192
Figura 147: Máquina de estados do inversor.....	195
Figura 148: Fluxograma do algoritmo de controle do inversor.....	197
Figura 149: Algoritmo de detecção de sequência de fase.	198
Figura 150: Diagrama de blocos do módulo EPWM do DSP TMS320F28335.	198
Figura 151: Diagrama de blocos do sistema de controle implementado.	199
Figura 152: Resultados experimentais do algoritmo de sincronização.	201
Figura 153: Setup de testes do inversor em baixa tensão.	202
Figura 154: Tensão do barramento CC (CH1 – 50V/div), corrente no indutor L_{ra} do filtro LCL (CH3 – 1A/div) e tensão entre fase A e B do inversor (CH4 – 50 V/div).	203
Figura 155: Tensão do barramento CC (CH1 – 50V/div), corrente no indutor L_{ra} do filtro LCL (CH3 – 2A/div) e tensão entre fase A e B do inversor (CH4 – 50 V/div).	204
Figura 156: Ambiente de <i>debug</i> do <i>code composer</i> para avaliação das variáveis internas do software de controle – Ângulo da tensão da fase A de sequência positiva, referência de corrente de eixo alpha e referência de tensão da fase A.....	204
Figura 157: Tensão de linha do inversor (CH1 – 100V/div), corrente no indutor L_{ra} do filtro LCL, corrente no indutor L_{rb} do filtro LCL (CH2 – 1A/div) e tensão entre fases A e B do inversor (CH4 – 50 V/div).	205
Figura 158: Setup de testes do inversor tensão nominal com transformador.	206

Figura 159: Tensão do barramento CC (CH1 – 100V/div), Tensão entre fase A e B do inversor (CH4 - 250V/div), corrente i_{Lra} do filtro LCL (CH3 – 5A/div), corrente i_{Lrb} do filtro LCL (CH2 – 5A/div) e função matemática (-CH2-CH3).....	207
Figura 160: Tensão do barramento CC (CH1 – 100V/div), Tensão entre fase A e B do inversor (CH4 - 250V/div), corrente i_{Lca} do filtro LCL (CH3 – 5A/div), corrente i_{Lcb} do filtro LCL (CH2 – 5A/div) e função matemática (-CH2-CH3) Potência de referência de 500W.....	208
Figura 161: Tensão do barramento CC (CH1 – 100V/div), Tensão entre fase A e B do inversor (CH4 - 250V/div), corrente i_{Lra} do filtro LCL (CH3 – 2A/div), corrente i_{Lrb} do filtro LCL (CH2 – 2A/div). Potência de referência de 0,5 kW.....	208
Figura 162: Tensão do barramento CC (CH1 – 100V/div), Tensão entre fase A e B do inversor (CH4 - 250V/div), corrente i_{Lca} do filtro LCL (CH2 – 5A/div), corrente i_{Lcb} do filtro LCL (CH 3 – 5A/div). Potência de referência de 1,35 kW.....	209
Figura 163: Tensão do barramento CC (CH1 – 100V/div), Tensão entre fase A e B do inversor (CH4 - 250V/div), corrente i_{Lra} do filtro LCL (CH2 – 5A/div), corrente i_{Lrb} do filtro LCL (CH 3 – 5A/div). Resposta ao degrau de referência de potência ativa de 750W para 1350 W.....	209
Figura 164: Tensão do barramento CC (CH1 – 100V/div), Tensão entre fase A e B do inversor (CH4 - 250V/div), corrente i_{Lca} do filtro LCL (CH2 – 5A/div), corrente i_{Lcb} do filtro LCL (CH 3 – 5A/div). Referência de potência ativa de 2 kW.....	210
Figura 165: Tensão do barramento CC (CH1 – 100V/div), Tensão entre fase A e B do inversor (CH4 - 250V/div), corrente i_{Lra} do filtro LCL (CH2 – 5A/div), corrente i_{Lrb} do filtro LCL (CH 3 – 5A/div). Referência de potência ativa de 2 kW.....	210
Figura 166: Tensão do barramento CC (CH1 – 100V/div), Tensão de linha do inversor (CH4 - 250V/div), corrente na fase B da rede (CH2 – 5A/div), corrente na fase C da rede (CH 3 – 5A/div). Resposta ao degrau de referência de potência ativa de 1 kW para 2 kW.....	211
Figura 167: Tensão do barramento CC (CH1 – 100V/div), Tensão de linha do inversor (CH4 - 250V/div), corrente na fase B da rede (CH2 – 5A/div), corrente na fase C da rede (CH 3 – 5A/div). Resposta ao degrau de referência de potência ativa de 0 W para 2 kW.....	211
Figura 168: Setup de testes do inversor conectado à rede através de um variac.....	212
Figura 169: Tensão de linha do inversor (CH1 – 250V/div), Tensão de linha da rede (CH4 - 250V/div), corrente na fase B do inversor (CH2 –	

5A/div), corrente na fase C do inversor (CH 3 – 5A/div). Referência de potência ativa de 0 W.....	214
Figura 170: Espectro harmônico da tensão de linha da rede entre fases A e B com utilização do variac.	214
Figura 171: Tensão de linha do inversor entre fases A e B (CH1 – 250V/div), Tensão de linha da rede entre fases A e B (CH4 - 250V/div), corrente $iLca$ do filtro LCL (CH3 – 5A/div), corrente $iLcb$ do filtro LCL (CH 2 – 5A/div).....	215
Figura 172: Tensão de linha do inversor entre fases A e B (CH1 – 250V/div), Tensão de linha da rede entre fases A e B (CH4 - 250V/div), corrente $iLca$ do filtro LCL (CH3 – 5A/div), corrente $iLcb$ do filtro LCL (CH 2 – 5A/div).....	215
Figura 173: Espectro harmônico da corrente $iLrainjeta$ na rede através do variac, com comparação da norma IEC 61000-3- e dos componentes harmônicos presentes.	216
Figura 174: Tensão de linha do inversor (CH1 – 250V/div), Tensão de linha da rede (CH4 - 250V/div), corrente na fase A da rede (CH2 – 5A/div), corrente na fase B da rede (CH 3 – 5A/div). Degrau de referência de potência ativa de 0 kW para 2 kW.....	216
Figura 175: Ambiente de <i>debug</i> do <i>code composer</i> para avaliação das variáveis internas do software de controle – Potência de referência de 2 kW.....	217

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Comparação das estruturas de célula única.....	40
Tabela 2: Curva de potência x frequência do código de rede irlandês [38].....	50
Tabela 3: Requisitos de qualidade de energia para unidades de GD.....	53
Tabela 4: Requisitos de suportabilidade de frequência do ONS.	56
Tabela 5: Tipos de falta propagadas em transformadores delta estrela.	69
Tabela 6: Parâmetros da simulação da PQ-PLL.....	73
Tabela 7: Parâmetros de simulação da DDSRF-PLL.....	85
Tabela 8: Parâmetros de simulação da DSOGI-FLL.	95
Tabela 9: Parâmetros de simulação do inversor para controle em dq.	118
Tabela 10: Parâmetros de simulação do compensador PR.....	123
Tabela 11: Parâmetros do inversor simulado.	141
Tabela 12: Parâmetros de desempenho do controlador PR(s).....	175
Tabela 13: Parâmetros do controlador PR(s).	178
Tabela 14: Parâmetros da desempenho do controlador PI(s).	185
Tabela 15: Parâmetros do controlador PI(s).....	186
Tabela 16: Parâmetros do protótipo de VSI utilizado.	189
Tabela 17: Características do DSP utilizado.	189

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
PWM	<i>Pulsed Width Modulation</i>
PR	Controlador proporcional + ressonante
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
DSRF	<i>Double Synchronous reference frame</i>
DDSRF	<i>Decoupled Double Synchronous Reference Frame</i>
DSOGI	<i>Double Second Order Generalized Integrator</i>
FLL	<i>Frequency Locked Loop</i>
PI	Controlador Proporcional Integral
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
SIN	Sistema Interligado Nacional
PNSC	<i>Positive Negative Sequence Control</i>
BPSC	<i>Balanced Positive Sequence Control</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
PCC	Ponto de Conexão Comum
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>
ONS	Operador Nacional do Sistema
EMI	Interferência Eletromagnética
VMQI	Valor Médio Quase Instantâneo
AD	Analogico Digital
RMS	<i>Root Mean Square</i>
GD	Geração distribuída
GI	Gerador de indução
GSIP	Gerador síncrono de ímãs permanentes
DFIG	<i>Doubly Fed Induction Generator</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped Converter</i>
SOGI	<i>Second Order Generalized Integrator</i>

SOGI-QSG	<i>Second Order Generalized Integrator – Quadrature Signal Generator</i>
VOC	<i>Voltage Oriented Control</i>
ZND	<i>Zona de não detecção</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

v_{abc}	Tensões de fase em coordenadas abc
v_{abc}^{+n}	Tensões de fase em coordenadas abc de sequência n positiva
v_{abc}^{-n}	Tensões de fase em coordenadas abc de sequência n negativa
v_{abc}^{0n}	Tensões de fase em coordenadas abc de sequência n zero
θ	Ângulo de fase das tensões
V^{+n}	Amplitude de sequência positiva do vetor v
V^{-n}	Amplitude de sequência negativa do vetor v
V^{0n}	Amplitude de sequência zero do vetor v
$v_{\alpha\beta}$	Tensões de fase em coordenadas $\alpha\beta$
$[T_{\alpha\beta}]$	Transformada de Clarke
v_{dq}	Tensões de fase em coordenadas dq
$[T_{dq}]$	Transformada de Park
$ v $	Norma do vetor v
\vec{D}	Fator de afundamento
$\vec{D}\vec{V}_{Sn}^+$	Tensão característica do afundamento de tensão
ρ_D	Salto de ângulo de fase característico
dq^{+1}	Eixos girantes em coordenadas dq de sequência positiva
dq^{-1}	Eixos girantes em coordenadas dq de sequência negativa
ωt	Posição angular de um vetor
$[T_{dq}^{+1}]$	Transformada de Park de sequência positiva
$[T_{dq}^{-1}]$	Transformada de Park de sequência negativa
\bar{v}_{a^*m}	Tensão média de eixo direto de sequência m
\bar{v}_{q^*m}	Tensão média de eixo quadratura de sequência m
\bar{v}_{a^*n}	Tensão média de eixo direto de sequência n
\bar{v}_{q^*n}	Tensão média de eixo direto de sequência n
$[T_{dq}^{+2}]$	Eixos girantes em coordenadas dq de sequência positiva no segundo harmônico
$[T_{dq}^{-2}]$	Eixos girantes em coordenadas dq de sequência negativa no segundo harmônico
$LPF(s)$	Função de transferência do filtro passa baixas
\bar{v}_{dq}^{+1}	Tensão instantânea em coordenadas dq de sequência

	positiva fundamental
\bar{v}_{dq}^{-1}	Tensão instantânea em coordenadas dq de sequência negativa fundamental
\bar{v}_{dq+1}^*	Tensão média em coordenadas dq de sequência positiva fundamental
\bar{v}_{dq-1}^*	Tensão média em coordenadas dq de sequência negativa fundamental
$[T_+]$	Transformada de sequência positiva de <i>Fortescue</i>
$[T_-]$	Transformada de negativa positiva de <i>Fortescue</i>
$[T_0]$	Transformada de zero positiva de <i>Fortescue</i>
$v_{\alpha\beta}^+$	Tensões de fase de sequência positiva em coordenadas $\alpha\beta$
$v_{\alpha\beta}^-$	Tensões de fase de sequência negativa em coordenadas $\alpha\beta$
ε_f	Erro médio da malha de frequência
$v_{\alpha+1}$	Tensão instantânea de eixo α de sequência positiva fundamental
$v_{\beta+1}$	Tensão instantânea de eixo β de sequência positiva fundamental
$v_{\alpha-1}$	Tensão instantânea de eixo α de sequência negativa fundamental
$v_{\beta-1}$	Tensão instantânea de eixo β de sequência negativa fundamental
S_{xy}	Interruptores do VSI com $x \in \{a, b, c\}$ e $y \in \{p, n\}$
s_{xy}	Função de comutação dos interruptores S_{xy} com $x \in \{a, b, c\}$ e $y \in \{p, n\}$
d_x	Valor médio quase instantâneo
T_s	Período de comutação
f_{LCL}	Frequência de ressonância do filtro LCL
L_c	Indutância do filtro LCL do lado do inversor
L_r	Indutância do filtro LCL do lado da rede
C_f	Capacitância do filtro LCL
C_{dc}	Capacitância de amortecimento do filtro LCL
R_{dc}	Resistência de amortecimento do filtro LCL
k_p	Ganho proporcional
k_i	Ganho integral
ω_c	Coefficiente de amortecimento
p	Potência ativa instantânea

P	Potência ativa
\tilde{p}	Parcela oscilante da potência ativa instantânea
q	Potência reativa instantânea
v_{\perp}	Vetor de tensão ortogonal (atrasado em 90°) com relação ao vetor de tensão v
i^*	Vetor de referência de corrente
i^{*+}	Vetor de referência de corrente de sequência positiva
i^{*-}	Vetor de referência de corrente de sequência negativa
i_P^{*+}	Vetor de referência de corrente de sequência positiva que gera potência ativa
i_Q^{*+}	Vetor de referência de corrente de sequência positiva que gera potência reativa
i_P^{*-}	Vetor de referência de corrente de sequência negativa que gera potência ativa
i_Q^{*-}	Vetor de referência de corrente de sequência negativa que gera potência reativa
M_f	Margem de fase
f_r	Frequência de ressonância
f_c	Frequência de cruzamento
G_{PWM}	Atraso dos cálculos e moduladores digitais
G_{ic}	Função de transferência de pequenos sinais da corrente
H_{ic}	Ganho do circuito de condicionamento de sinais
K_{AD}	Ganho do conversor AD
F_{TLA}	Função de transferência de laço aberto
C	Função de transferência do compensador
G_v	Planta de tensão
H_v	Ganho do circuito de condicionamento de sinais
G_i	Malha de corrente

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	27
1.1	OBJETIVOS GERAIS	33
1.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	33
1.3	ORGANIZAÇÃO DESTE TRABALHO	34
2	ESTRUTURA DE CONVERSORES TRIFÁSICOS PARA APLICAÇÃO EM TURBINAS EÓLICAS.....	35
2.1	CONFIGURAÇÃO DE POTÊNCIA DE UMA TURBINA EÓLICA	35
2.2	TOPOLOGIAS DE INVERSORES PARA APLICAÇÃO EM TURBINAS EÓLICAS	38
2.2.1	Conversores com célula única (VSI e CSI)	38
2.2.2	Conversores de média potência.....	40
2.2.3	Conversores de alta potência.....	41
2.2.4	Conversores multicélulas.....	41
2.3	CONTROLE DE TURBINAS EÓLICAS	43
2.4	CONCLUSÕES	43
3	CÓDIGOS DE REDE ASSOCIADOS À CONEXÃO DE GERAÇÃO DE ENERGIA EÓLICA.....	47
3.1	CONTROLE DE POTÊNCIA ATIVA	47
3.2	COMPENSAÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA	48
3.3	REGULAÇÃO DE FREQUÊNCIA.....	49
3.4	SUPORTABILIDADE DE TENSÃO.....	50
3.5	DETECÇÃO DE ILHAMENTO	51
3.6	REQUISITOS DE QUALIDADE DE ENERGIA	53
3.7	CÓDIGOS DE REDE QUANTO AO LVRT	53
3.7.1	Dinamarca.....	54
3.7.2	Grã-Bretanha	54
3.7.3	Estados Unidos	54
3.7.4	Canadá	54

3.7.4.1	Hydro-Quebec.....	55
3.7.4.2	Alberta	55
3.7.5	Alemanha.....	55
3.7.6	Operador Nacional do Sistema (ONS).....	56
3.8	CONCLUSÕES	58
4	AFUNDAMENTOS DE TENSÃO E SINCRONIZAÇÃO DE INVERSORES TRIFÁSICOS.....	59
4.1	O VETOR DE TENSÃO DURANTE FALTAS NA REDE	60
4.1.1	Exemplo de um afundamento de tensão	63
4.1.2	Comportamento transitório de faltas na rede	66
4.1.3	Propagação de afundamentos de tensão	68
4.2	SRF-PLL E PQ-PLL.....	71
4.3	O EIXO DE REFERÊNCIA SÍNCRONA DUPLA	76
4.4	PLL DE EIXO DE REFERÊNCIA SÍNCRONA DUPLA DESACOPLADA (DDSRF-PLL)	78
4.4.1	A rede de desacoplamento.....	78
4.4.2	Análise do DDSRF	81
4.4.3	Análise de desempenho da DDSRF-PLL	83
4.5	FLL DE INTEGRADOR DUPLO GENERALIZADO DE SEGUNDA ORDEM	90
4.5.1	Estrutura da DSOGI-FLL	91
4.5.2	Análise de desempenho do DSOGI-FLL.....	94
4.6	CONCLUSÕES	100
5	CONTROLE DE INVERSORES PWM CONECTADOS À REDE DURANTE AFUNDAMENTOS DE TENSÃO.....	103
5.1	MODELAGEM DO VSI.....	105
5.2	MODELAGEM DO FILTRO LCL	107
5.3	MALHAS DE CONTROLE DE CORRENTE EM CONDIÇÕES DE FALTA.....	113
5.3.1	Estrutura de controladores de corrente de referência síncrona dupla desacoplada	114

5.3.2	Controle em coordenadas estacionárias.....	123
5.4	MÉTODOS DE CONTROLE DE POTÊNCIA A PARTIR DAS REFERÊNCIAS DE CORRENTE.....	127
5.4.1	Controle de sequência positiva e negativa (PNSC).....	129
5.4.2	Controle de sequência positiva balanceada (BPSC).....	132
5.5	MALHA DE CONTROLE DE TENSÃO	134
5.6	CONTROLE DA POTÊNCIA REATIVA	136
5.7	SISTEMA DE MODULAÇÃO PWM.....	137
5.8	CONCLUSÕES	138
6	TESTE DE DESEMPENHO E COMPARAÇÃO DAS MALHAS DE CONTROLE E SOLUÇÕES PARA PROTEÇÃO DO INVERSOR.....	141
6.1	MALHA DE CORRENTE EM COORDENADAS SÍNCRONAS	143
6.1.1	PNSC com referência de potência reativa nula e controle em coordenadas síncronas.....	144
6.1.2	BPSC com referência de potência reativa nula e controle em coordenadas síncronas.....	145
6.1.3	PNSC com suporte de reativos e controle em coordenadas síncronas.....	145
6.1.4	BPSC com suporte de reativos e controle em coordenadas síncronas.....	146
6.2	MALHA DE CONTROLE EM COORDENADAS ESTACIONÁRIAS	151
6.2.1	PNSC com referência de potência reativa nula e controle em coordenadas estacionárias	152
6.2.2	BPSC com referência de potência reativa nula e controle em coordenadas estacionárias	152
6.2.3	PNSC com suporte de reativos e controle em coordenadas estacionárias.....	153
6.2.4	BPSC com suporte de reativos e controle em coordenadas estacionárias.....	153
6.3	PROTEÇÃO DE LVRT.....	158

6.4	LIMITAÇÃO DE POTÊNCIA DURANTE AFUNDAMENTOS E PROTEÇÃO DE SOBRETENSÃO NO BARRAMENTO CC	162
6.5	PROTEÇÃO ANTI ILHAMENTO	166
6.5.1	Carga local e rede	168
6.6	CONCLUSÕES	172
7	PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE	175
7.1	PROJETO DA MALHA DE CORRENTE.....	175
7.2	PROJETO DA MALHA DE TENSÃO	184
7.3	CONCLUSÕES	187
8	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	189
8.1	IMPLEMENTAÇÃO DO SOFTWARE DE CONTROLE	191
8.1.1	Máquina de estados do inversor	191
8.1.2	Interrupção principal de controle	196
8.2	ALGORITMOS ADICIONAIS DE PROTEÇÃO.....	196
8.2.1	Deteção de sequência de fase.....	196
8.2.2	Proteção de sobrecorrente/Sobretensão/Subtensão instantâneas	198
8.3	RESULTADOS PRELIMINARES	199
8.3.1	Teste do DSOGI-FLL	201
8.3.2	Testes em baixa tensão e baixa potência	201
8.4	TESTES COM TENSÃO NOMINAL E TRANSFORMADOR.....	205
8.5	TESTES COM TENSÃO NOMINAL E VARIAC	212
8.6	CONCLUSÕES	218
9	CONCLUSÃO GERAL.....	219
9.1	TRABALHOS FUTUROS	223
	REFERÊNCIAS.....	225

1 INTRODUÇÃO

A energia elétrica no Brasil é majoritariamente renovável baseada em hidrelétricas, representando 61,2% das fontes de geração de energia [1], Figura 1, que utilizam máquinas síncronas de grande porte, na ordem de MW, conectadas ao sistema interligado nacional (SIN). Esse tipo de geração tem como vantagem a imensa quantidade de energia que pode ser gerada e entregue ao sistema elétrico. Entretanto, como desvantagem, apresenta um alto impacto social, cultural e ambiental decorrente das obras e das grandes áreas alagadas para construção da barragem, além de um custo elevado de implantação [2]. Todos esses impactos geram uma dificuldade de expansão do sistema hidroelétrico, levando a adoção do uso de combustíveis fósseis para a geração de energia, agravando a poluição e aumentando os custos da energia produzida.

Figura 1: Matriz energética brasileira [1].



O sistema de geração normalmente é localizado a grandes distâncias dos centros consumidores, no caso de hidrelétricas, e é complementado por sistemas de transmissão e distribuição de energia. São necessárias linhas de transmissão com níveis de tensão elevados, com objetivo de minimizar as perdas de energia, aumentando custos de cabos, transformadores de subestações, elementos de proteção, dentre outros. Em [3], é apresentado um estudo onde são levantados os custos do sistema de transmissão e distribuição, onde estes representam, em média, 30% do valor da energia.

Seguindo essa linha de raciocínio e, com objetivo de minimizar desperdícios ao gerar energia elétrica, o conceito de geração distribuída

(GD) vem ganhando enorme força e sendo implantada no cenário nacional e internacional [4], [5], [6], [7], [8], [9]. A GD é um conceito onde a energia é gerada próxima de onde será consumida, em níveis de tensão adequados ao sistema onde a conexão com a rede é realizada, eliminando o custo associados a sistemas de alta tensão e reduzindo as perdas entre geração e consumo de energia. Em [10], uma definição formal de GD é apresentada e pode ser tomada como referência. A Figura 2 apresenta um conceito de geração distribuída, onde fontes alternativas de energia como pequenos parques eólicos e sistemas solares fotovoltaicos são conectados no sistema elétrico diretamente no sistema de distribuição e próximas aos centros urbanos.

Essas fontes de energia, por serem fontes renováveis e com grande apelo ecológico e sustentável, vêm crescendo em capacidade instalada em praticamente todas as partes do mundo, com destaques para países como China, Estados Unidos e Alemanha, conforme apresentado pela Figura 3, [11]. No ano de 2017, foram investidos 335,5 bilhões de dólares em energia limpa, sendo esse investimento 3% maior do que em 2016. O investimento acumulado desde o ano de 2010 é de 2,5 trilhões de dólares. Um resumo dos investimentos em energia renovável desde 2004 até 2017 é apresentado na Figura 4, [12], onde pode ser visto que energia solar e eólica são os carros chefe do investimento em energias renováveis, com solar tornando-se a principal fonte de investimento a partir do ano de 2010.

Figura 2: Exemplo de sistema elétrico de potência com geração distribuída.

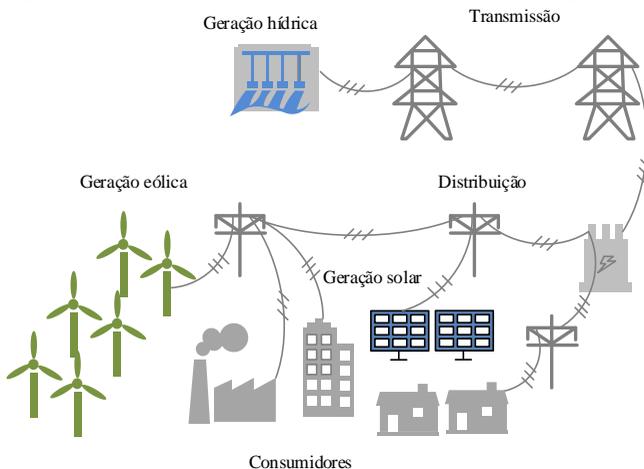


Figura 3: Principais investidores em energia renovável - [11].

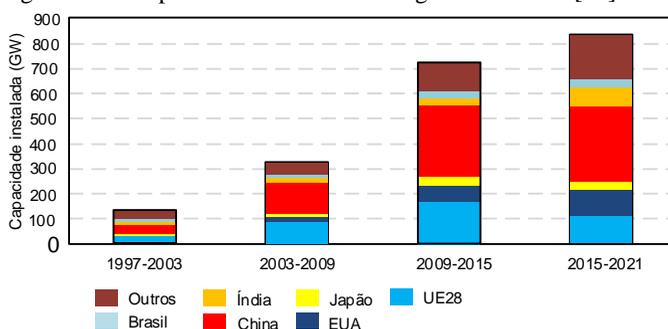
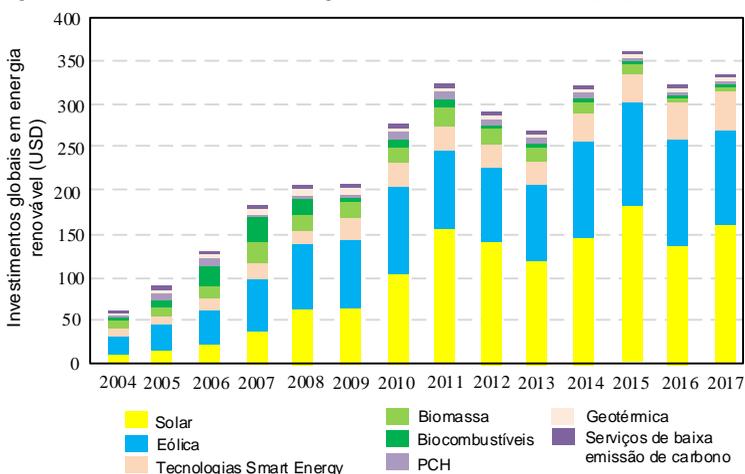
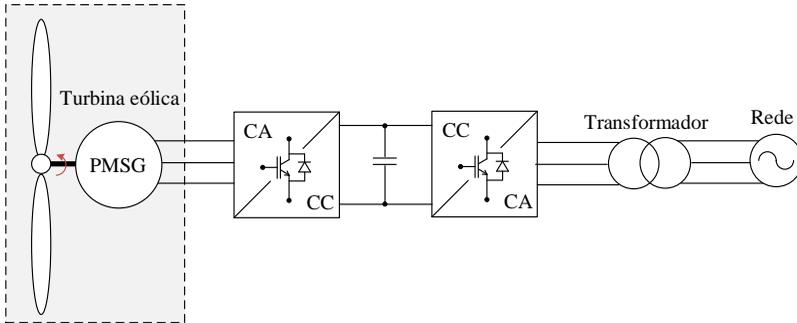


Figura 4: Investimentos em energia renovável no mundo - [12].

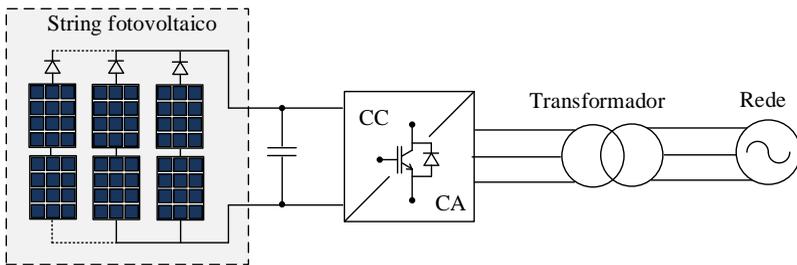


Os conversores estáticos estão dentre os principais componentes dos sistemas de geração distribuída baseados em energias renováveis, como solar fotovoltaica e eólica. São responsáveis pelo processamento e condicionamento da energia elétrica, seja ela de corrente contínua ou de alternada, provenientes das unidades geradoras. Um tipo específico de conversor estático é o inversor de frequência. Esse equipamento é responsável por converter a energia de um barramento de corrente contínua (CC) para um barramento de corrente alternada (CA). Exemplos de aplicação de inversores podem ser vistos na Figura 5 e Figura 6.

Figura 5: Aplicações de conversores estáticos na geração de energia renovável e armazenamento de energia.



a) Aplicação de inversores em energia eólica.



b) Aplicação de inversores em energia solar.

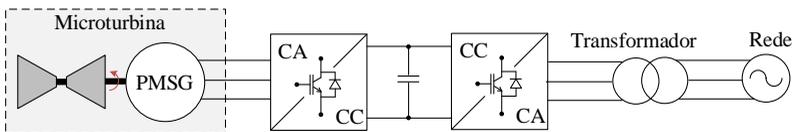
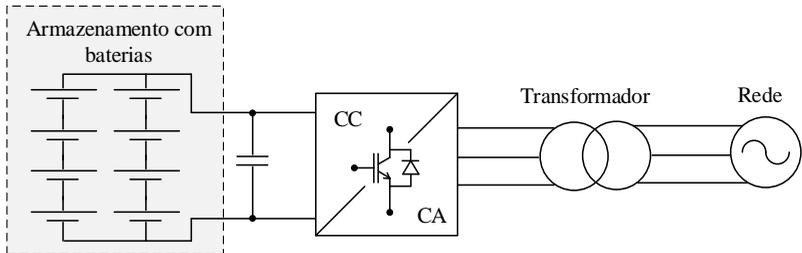
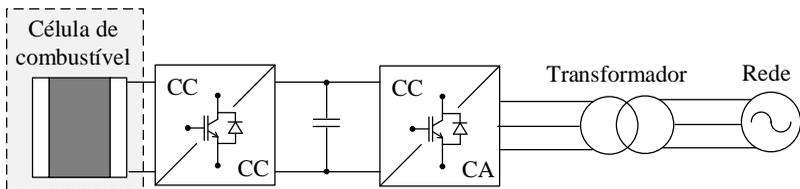


Figura 6: Continuação das aplicações de conversores estáticos na geração de energia renovável e armazenamento de energia.

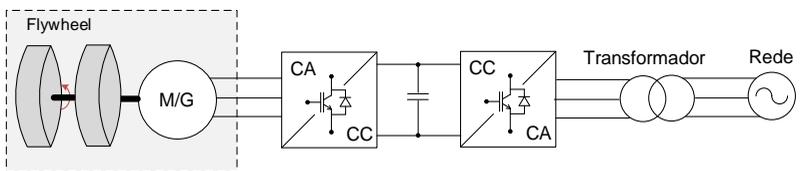
a) Aplicação de inversores em geração por microturbina a gás.



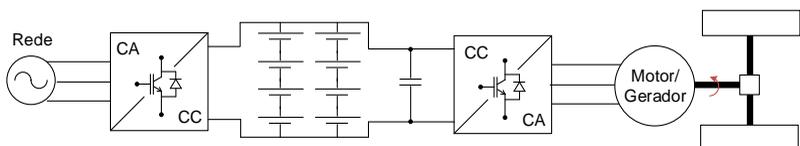
b) Aplicação de inversores em armazenamento de energia com baterias.



c) Aplicação de inversores em armazenamento de energia com células a combustível.



d) Aplicação de inversores em armazenamento de energia com *flywheel*.



e) Aplicação de inversores em veículos elétricos.

A principal função do inversor dentro das aplicações apresentadas acima é realizar a interface com a rede elétrica, injetando correntes senoidais sincronizadas na frequência da rede local com padrão de qualidade de energia regulamentado por normas específicas. Além disso, em determinadas aplicações, realiza o controle de tensão do barramento CC, compartilhado entre o retificador e o inversor. Esse equipamento vem ganhando cada vez mais funcionalidades e novos requisitos com a evolução dos códigos de rede, os quais determinam o comportamento desse equipamento quando conectado à rede de uma concessionária de energia [13], [14].

Esses códigos de rede têm como objetivo padronizar o acesso da geração distribuída em locais determinados, com requisitos que devem ser satisfeitos pelo fabricante dos equipamentos para serem comercializados nas regiões onde o código de rede é exigido. Tais funcionalidades agregadas com novas interfaces de IoT (*Internet of Things*), que proporcionam capacidade de comunicação, acesso remoto e banco de dados, vêm transformando os inversores tradicionais em inversores inteligentes. Algumas dessas funcionalidades são: acesso remoto, controle de fator de potência, controle de potência ativa, controle de potência reativa, controle de frequência, suportabilidade de tensão e limitação de potência [15], [16].

A suportabilidade de tensão é a capacidade da unidade geradora de resistir a afundamentos de tensão na rede e é mais difundida pelo termo em inglês *low voltage ride through* (LVRT). Essa funcionalidade torna-se cada vez mais importante pelo aumento da conexão de unidades de GD, uma vez que a proporção de geração através de grandes máquinas síncronas diminui proporcionalmente, diminuindo também a inércia e amortecimento do sistema elétrico de potência [17].

Considerando que uma unidade de GD é constantemente sujeita a diversos distúrbios na rede, o que pode ocasionar impactos negativos na operação do sistema, a desconexão das unidades de GD em função dos eventos na rede torna-se um problema a ser solucionado. O tipo mais comum de distúrbio é o afundamento de tensão, que é caracterizado pela redução da tensão do ponto comum de conexão (PCC) em termos de amplitude de tensão entre 0,1 a 0,9 p.u com duração de 0,5 ciclos de rede até 1 minuto e é tipicamente ocasionado por um curto circuito [18].

A robustez e confiabilidade dos inversores conectados à rede é uma questão crucial na integração das unidades de GD no sistema elétrico, e com isso, a necessidade de suportabilidade de tensão torna-se cada vez mais relevante. Códigos de rede atuais dos mais diversos países exigem a capacidade de LVRT de unidades de GD conectadas ao

sistema elétrico. Alguns países como Alemanha, Inglaterra, e Irlanda agregaram a essa funcionalidade, a necessidade de suporte de potência reativa durante afundamentos de tensão, visando o rápido reestabelecimento da tensão do sistema elétrico, além de outras funcionalidades [19]. Com isso, a principal contribuição desse trabalho é propor um sistema de controle para um inversor conectado à rede capaz de suportar afundamentos de tensão, além de outros requisitos listados pelos códigos de rede. Nesta dissertação será realizado um estudo das principais técnicas de controle para inversores conectados à rede durante afundamentos de tensão, para aplicação de energia eólica. Serão apresentados resultados de simulação e experimentais para um protótipo de escala reduzida, de 5 KW. Entretanto, a aplicação dessas técnicas de controle pode ser estendida a turbinas eólicas de grande porte.

1.1 OBJETIVOS GERAIS

Essa dissertação faz um levantamento de alguns dos principais códigos de rede para conexão de geração eólica, que refletem na especificação do sistema de controle do inversor, principalmente abordando a funcionalidade de LVRT. Além disso, apresenta soluções para implementação das principais funcionalidades requeridas. Também, tem por objetivo comparar soluções de controle existentes, propondo melhorias. O sistema de controle proposto será validado em simulação e/ou em experimentos, com resultados que comprovem a eficácia dos métodos propostos.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- a) Apresentar uma visão geral sobre o estado da arte de geração eólica e códigos de rede existentes, com foco na suportabilidade de tensão e qualidade de energia;
- b) Fazer uma comparação das estratégias de sincronismo de inversores trifásicos;
- c) Especificar o controle de potência ativa e reativa do inversor operando em condições de falta na rede para atender critérios de LVRT;
- d) Apresentar os testes de desempenho via simulação e testes em bancada dos algoritmos de controle.

1.3 ORGANIZAÇÃO DESTE TRABALHO

Essa dissertação é organizada da seguinte forma: no Capítulo 2 é apresentada uma revisão bibliográfica das principais topologias associadas à geração de energia eólica. No Capítulo 3 é realizado um estudo dos principais códigos de rede e um levantamento de requisitos para o sistema de controle do inversor. Em seguida, no Capítulo 4, é apresentado um estudo sobre afundamentos de tensão e sincronização dos inversores trifásicos conectados à rede. No Capítulo 5 é apresentado o inversor utilizado e sua modelagem matemática. São apresentadas as soluções de sistema de controle relacionadas ao inversor. No Capítulo 6 é apresentada uma análise das malhas de controle propostas no capítulo anterior com resultados de simulação. No Capítulo 7 é apresentada uma metodologia de projeto das malhas de controle do inversor. No Capítulo 8 são apresentados aspectos relativos à implementação do sistema de controle em tempo real e resultados experimentais. Por fim, são apresentadas as conclusões desse trabalho e as referências bibliográficas.

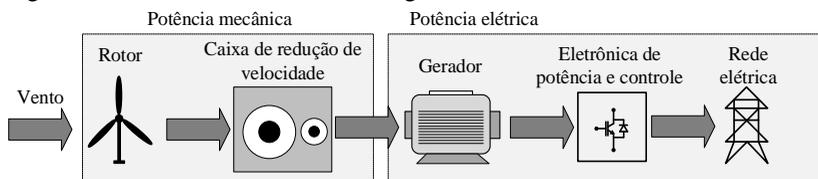
2 ESTRUTURA DE CONVERSORES TRIFÁSICOS PARA APLICAÇÃO EM TURBINAS EÓLICAS

Esse capítulo apresenta uma revisão sobre as tecnologias de conversores de potência empregados em sistemas de energia eólica trifásicos de grande porte. As estruturas são classificadas em potência reduzida para geradores de indução duplamente alimentados (DFIG) e a conversor pleno. O último, classificado como célula unitária e multi-célula. De modo a atingir grandes potências com alta eficiência e confiabilidade no gerenciamento de potência são apresentadas topologias baseadas em conversores de média potência e topologias baseadas na conexão serie ou paralelo de estruturas de média potência. A classificação e estruturação apresentada a seguir é baseada em [20].

2.1 CONFIGURAÇÃO DE POTÊNCIA DE UMA TURBINA EÓLICA

A configuração básica de uma turbina eólica é feita de duas grandes partes: a parte mecânica e a parte elétrica, Figura 7. A primeira parte extrai a energia do vento e disponibiliza a energia cinética presente em um eixo rotativo. A segunda parte é responsável por transformar a energia cinética em energia elétrica, fazendo-a compatível com o padrão de tensão da rede elétrica. Os dois sistemas são conectados através de um gerador, que é um sistema eletromecânico que transforma a energia mecânica em energia elétrica [21], [22], [23], [24], [25].

Figura 7: Sistema de conversão de energia eólica.



No total, há três estágios para otimizar a extração da energia dos ventos: o primeiro é o mecânico, onde é feita a regulação do *pitch* das pás, o *yaw* do eixo da turbina e a velocidade do eixo do rotor. O segundo estágio é o eletromecânico, onde um sistema de excitação externo pode ser utilizado ou ser baseado em conversores de potência, que regulam a velocidade e torque do rotor e as formas de onda de tensão e corrente do gerador. O terceiro e último estágio é onde são adaptadas as correntes injetadas na rede elétrica [26]. Esse capítulo destaca o terceiro estágio.

A principal estrutura que levou a estágios de potência baseado em conversores controlados em turbinas eólicas foi baseada no DFIG, onde o rotor é alimentado por um conversor *back-to-back* com potência nominal na faixa de 30% da potência total da turbina, Figura 8. Entretanto, nessa configuração, a faixa de velocidade é limitada e anéis deslizantes são necessários para conectar o conversor ao rotor. Uma engrenagem é necessária e a regulação da velocidade via rotor é utilizada apenas para otimizar a extração de potência do vento. Nessa estrutura, é possível variar a potência ativa e reativa injetada através do conversor de potência [27].

Uma melhoria significativa no comportamento no lado da rede pode ser alcançada com a utilização de uma configuração com um gerador de indução com rotor em configuração gaiola de esquilo e um conversor de potência *back-to-back* de escala reduzida, Figura 9. Nesse caso, o conversor de potência é conectado quando:

- I. Em potência baixa e média para otimizar a extração de potência e transferi-la para a rede (SW1 aberta, SW2 e SW3 fechada)
- II. Em potência nominal, onde o inversor é conectado para realizar compensações de harmônicos e de potência reativa (SW2 aberta, SW1 e SW3 fechadas).

Figura 8: Turbina eólica baseada em DFIG com conversor de potência conectado ao rotor.

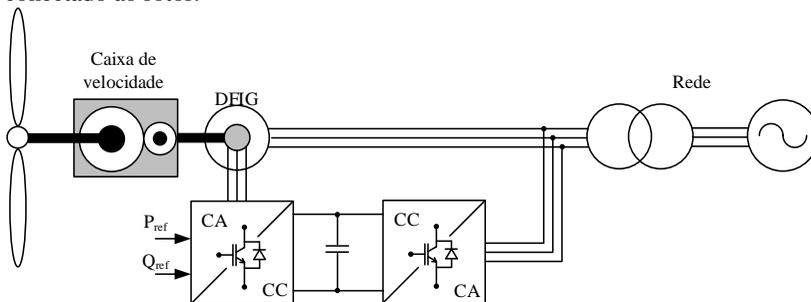
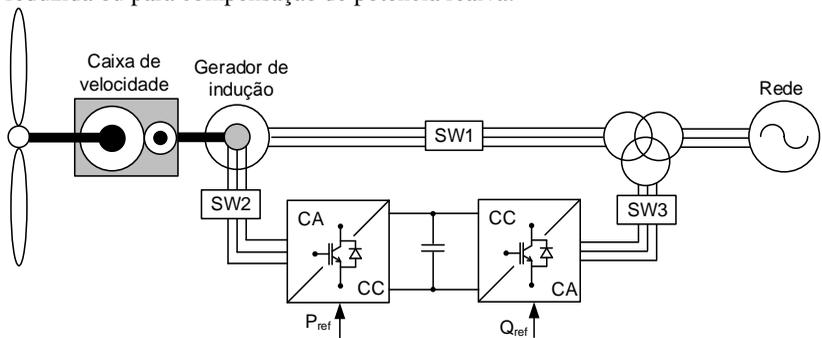
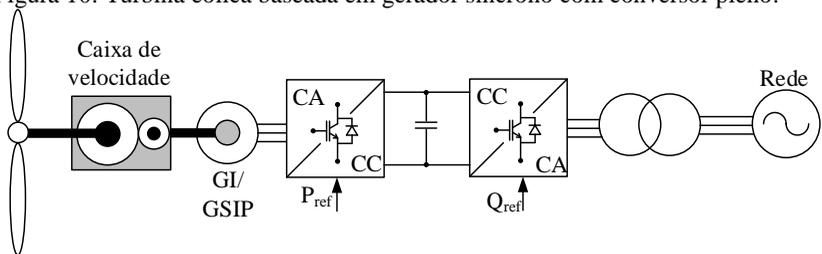


Figura 9: Turbina eólica baseada em DFIG com conversor de potência conectado ao rotor apenas quando a turbina está operando em potência reduzida ou para compensação de potência reativa.



A utilização de conversores de potência em configuração de conversor pleno, Figura 10, desacopla completamente o gerador da rede elétrica e como consequência um sistema de controle total e independente de potência pode contribuir com a limitação do efeito de faltas na rede e auxiliar na restauração das tensões da rede ao ponto de operação nominal. Esse sistema pode operar de forma ilhada ou em espera quando não há incidência de ventos [20].

Figura 10: Turbina eólica baseada em gerador síncrono com conversor pleno.



Um sistema similar pode ser obtido quando se utilizam geradores síncronos não sincronizados. Nessa estrutura, a frequência gerada é síncrona com a frequência do rotor. Nesse caso, conversores de potência são necessários para retificar a tensão alternada do gerador. Retificadores totalmente controlados ou pontes trifásicas a diodos, em casos de geradores síncronos de ímãs permanentes (GSIP), ou com pontes de diodos mais um conversor controlando a excitação, em caso de geradores com excitação independente.

Para o lado da rede, um conversor totalmente controlado deve ser adotado. Em casos onde um gerador com configuração multipolos, a caixa de rotação não é necessária. A utilização de geradores síncronos com configuração de conversores plenos tem sido a solução de maior sucesso atualmente e vem ganhando o mercado das configurações baseadas em DFIG [28].

2.2 TOPOLOGIAS DE INVERSORES PARA APLICAÇÃO EM TURBINAS EÓLICAS

Os conversores de potência para turbinas eólicas possuem diversos requisitos como confiabilidade, baixa manutenção, volume e peso, que são limitados pelo espaço físico na turbina e também alto rendimento. Os estágios de conversão de energia do gerador para a rede podem ser direta (CA/CA) ou indireta (CA/CC/CA). Quando a conversão é realizada de forma indireta, um barramento CC é utilizado e desacopla o gerador do inversor, proporcionando uma inércia na transferência de energia do gerador para a rede. Essa característica é importante para atender requisitos de LVRT. Entretanto, como desvantagem, apresenta maior custo, pela utilização de capacitores, e vida útil reduzida pelo mesmo motivo. Já em conversores com conversão de energia direta, o link CC não está presente.

Na conversão direta é utilizado apenas um estágio de conversão, sem armazenamento de energia. Um exemplo desse tipo de topologia é o conversor matricial [29]. As vantagens dessa topologia quando comparada com um conversor *back-to-back* são inexistência de um capacitor eletrolítico para o barramento CC, menores dimensões e menores perdas de comutação. Já como desvantagem, apresenta maior quantidade de interruptores no caminho de corrente, ocasionando maiores perdas de condução, além de possuir um sistema de controle mais complexo e uma maior dificuldade para a implementação de proteções para o conversor. Entretanto, para aplicações de energia eólica *offshore*, onde a manutenção deve ser reduzida, a ausência do link CC torna-se um atrativo.

2.2.1 Conversores com célula única (VSI e CSI)

O conversor que realiza a conexão com a rede elétrica pode operar como fonte de tensão (VSI) ou como fonte de corrente (CSI), dependendo da topologia e interruptores utilizados. Podem ser classificados quanto ao fluxo de energia, como retificador ou inversor e

também quanto ao tipo de comutação. Quando comutam sincronizados com a rede, são chamados de fase controlada (*phase controlled*) e tipicamente são construídos com tiristores. Já quando utilizam modulação PWM, utilizam interruptores para comutação forçada, tipicamente IGBTs. Os conversores do lado da rede em aplicações de turbinas eólicas operam como inversores, despachando a energia para a rede, mas também se beneficiam do fluxo de potência bidirecional para pré-carga do barramento CC. As topologias desses conversores são apresentadas nas Figura 11, Figura 12 e Figura 13. Uma comparação da forma de operação de cada topologia é apresentada na Tabela 1.

Figura 11: Inversor fonte de tensão PWM.

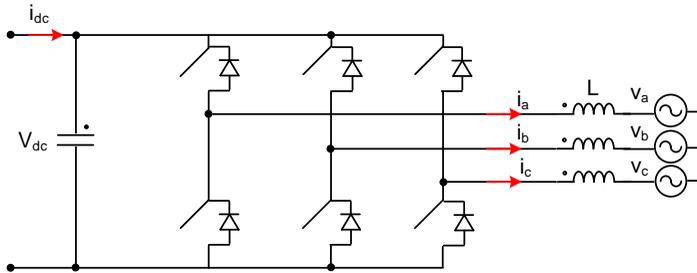


Figura 12: Inversor fonte de corrente baseado em tiristores.

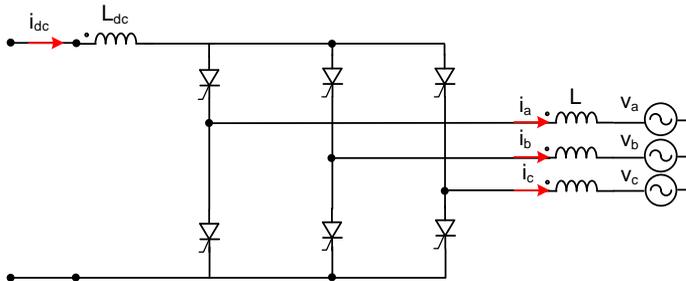


Figura 13: Inversor fonte de corrente PWM.

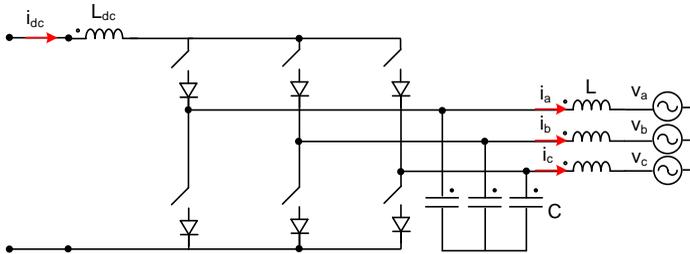


Tabela 1: Comparação das estruturas de célula única.

Característica	VSI (PWM)	CSI (Comutado pela rede)	CSI (PWM)
Armazenamento de energia	Capacitivo	Indutivo	Indutivo
Operação	Buck	Boost	Boost
Aplicação	Vastamente empregado	Vastamente empregado	Aplicação reduzida
Modulação	Complementar	Não complementar	Não complementar
Frequência de operação	kHz	50/60 Hz	kHz
Semicondutores	IGBT/GTO/GCT	Tiristor	Diodo + IGBT/GTO/GCT

2.2.2 Conversores de média potência

Parques eólicos são formados, em sua maioria, por turbinas com potência nominal de 2MW. Nesse nível de potência, ainda é possível realizar o conversor de potência, em estrutura de ponte completa, com uma célula única de conversor. Ou seja, o inversor pode operar com 6 interruptores. Nesse tipo de turbina, o conversor mais utilizado é o conversor *back-to-back*, Figura 14. Como alternativa, os estágios de potência podem ser realizados em estruturas fonte de corrente, por apresentarem vantagens como proteção natural contra curto circuitos, fornecida pelo indutor do link CC, Figura 15.

Figura 14: Conversor *back-to-back* baseado em conversores VSI.

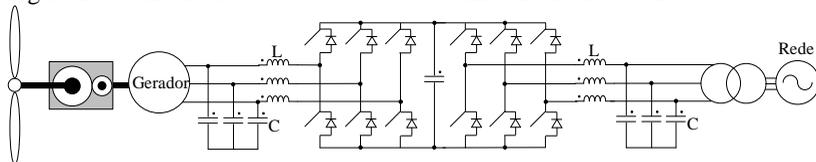
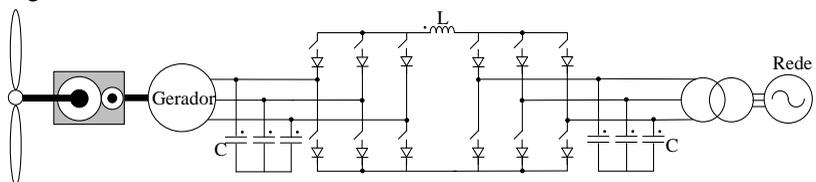


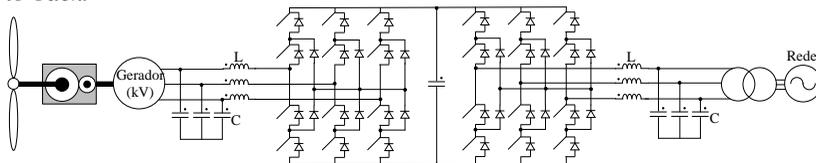
Figura 15: Conversor *back-to-back* baseado em conversores CSI.



2.2.3 Conversores de alta potência

Para turbinas onde a potencia nominal é maior que 2 MW, uma topologia multinível torna-se mais atraente pelo fato dessas topologias empregarem semicondutores de menor tensão e possuírem menor distorção harmônica, devido ao aumento de níveis nas tensões de linha do inversor, para as correntes injetadas na rede, reduzindo também os filtros de saída. Entretanto, devido ao maior número de semicondutores utilizados no caminho de corrente, maiores perdas de condução são observadas [30]. A topologia mais comumente utilizada é a NPC (*Neutral Point Clamped*), Figura 16.

Figura 16: Estrutura de potência com conversor NPC em configuração *back-to-back*.



2.2.4 Conversores multicélulas

Para se atingir maiores níveis de potência, as estratégias mais adotadas são a utilização de associação de conversores em cascata ou em modo *interleaved* [31]. Nessa configuração, a potência controlada aumenta conforme forem sendo adicionados mais conversores.

Entretanto, a confiabilidade do sistema diminui. A modularidade desse tipo de sistema é uma vantagem, quando utilizada de forma a permitir que o sistema continue a operar se uma das células falhar. Outra vantagem é que se torna possível utilizar um número reduzido de células quando as condições de vento são desfavoráveis.

Uma estratégia comum adotada é a conexão das células em paralelo no lado da rede de modo que a operação em *interleaving* seja realizada, Figura 17. A modulação PWM empregada é baseada no deslocamento de fase das portadoras (*phase shift*) para cancelar harmônicos de banda lateral presente nas tensões de saída do inversor. Com isso, o tamanho do filtro do lado da rede também é reduzido. Opções similares são encontradas para os conversores fonte de corrente, onde uma configuração multipulsos pode ser empregada [32], Figura 18.

Figura 17: Configuração multicélula baseada em conversores fonte de tensão em operação *interleaving*.

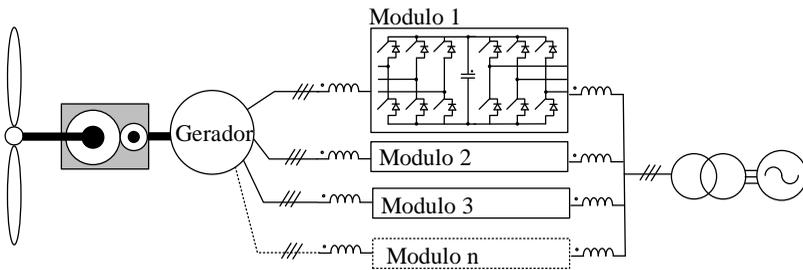
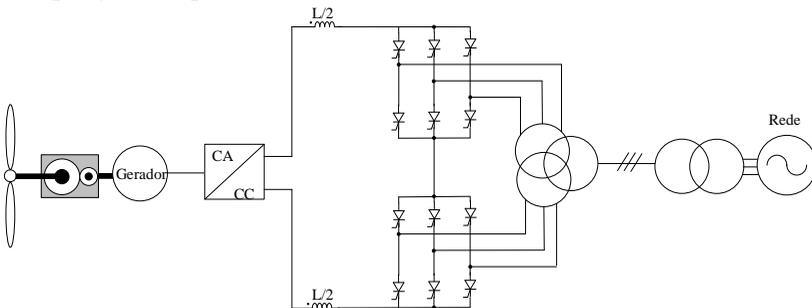


Figura 18: Configuração multicélula baseada em conversores fonte de corrente em operação multipulso.



2.3 CONTROLE DE TURBINAS EÓLICAS

A potência extraída dos ventos é controlada pelo sistema de aerodinâmica e deve agir localmente baseado na extração da máxima potência disponível ou remotamente, quando uma referência de potência é enviada por meio de um operador de sistema. O controle de turbinas eólicas envolve dinâmicas de controle de diferentes magnitudes, sendo o controle mecânico mais lento e o controle dos dispositivos de eletrônica de potência, mais rápido.

Os sistemas mecânicos e elétricos devem interagir para atingir o objetivo de controlar a potência injetada na rede. O sistema mecânico é responsável pela limitação de potência, baseado no ajuste de ângulo de *pitch* das pás, captura da máxima potência disponível, limitação de velocidade e redução do ruído acústico gerado pelas pás das turbinas. As malhas de controle são independentes, pois operam com diferentes larguras de banda.

Outra funcionalidade que deve ser executada é a limitação de potência, que deve ser realizada através de freios mecânicos e elétricos, sendo esse sistema redundante por padrão. Já o controle elétrico é responsável pelo controle de potência ativa e reativa e por realizar as funcionalidades de conexão com a rede, além de proteções de sobrecarga.

Um esquema padrão de controle de turbinas eólicas é apresentado na Figura 19. O ângulo de *pitch* é mantido constante para operações abaixo da potência máxima e a velocidade da turbina é variada conforme a velocidade do vento. O controle de *pitch* limita a potência, quando esta atinge seu valor máximo. O controle do gerador é responsável por alcançar a máxima potência disponível, realizando o MPPT (*maximum power point tracking*) da turbina.

O controle do conversor do lado da rede tem a função de manter o barramento CC controlado, injetando correntes senoidais na rede elétrica. Malhas de tensão e corrente são empregadas. É utilizado um filtro LCL geralmente por questões de qualidade de energia. Por fim, funções como LVRT e compensação de reativos também são desempenhadas pelo controle do conversor da rede.

2.4 CONCLUSÕES

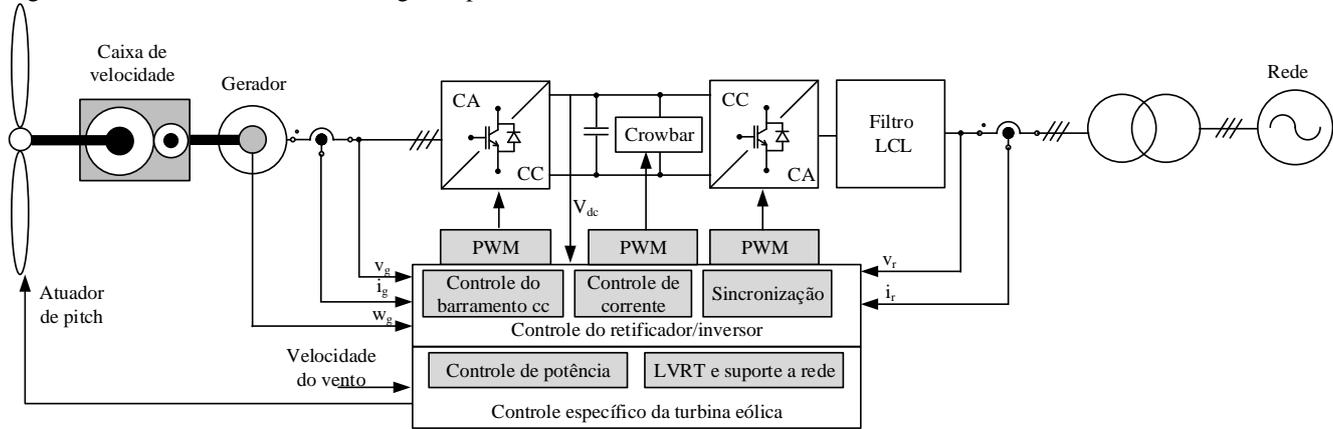
Uma breve revisão sobre as diversas configurações de turbinas eólicas, abordando sua configuração de potência, com foco nas estruturas dos conversores foi apresentada. Diversas topologias podem

ser utilizadas, sendo que a escolha depende da potência nominal da turbina.

Os conversores foram classificados quanto à potência, onde verificou-se que topologias VSI ou CSI são as mais empregadas em turbinas de até 2 MW. Para potências acima disso, topologias multiníveis ou muticélulas em configuração *interleaving* ou multipulso são as mais empregadas. A configuração com VSI a conversor pleno, atualmente, é o estado da arte para aplicações em energia eólica.

Por fim, aspectos de controle geral da turbina, envolvendo partes mecânicas e elétricas e as interações entre elas foram apresentadas. Nessa dissertação, um sistema de controle para o inversor da rede será realizado. Será utilizado um VSI trifásico de baixa potência para realização das simulações e testes de desempenho, com resultados experimentais dos métodos de controle propostos.

Figura 19: Sistema de controle do estágio de potência de uma turbina eólica.



3 CÓDIGOS DE REDE ASSOCIADOS À CONEXÃO DE GERAÇÃO DE ENERGIA EÓLICA

Esse capítulo apresenta um resumo dos principais códigos de rede que, de certa forma, influenciam e tornam-se especificações para o desenvolvimento e projeto do sistema de controle do inversor, o qual será o responsável pela conexão da unidade de geração distribuída com a rede elétrica.

Os códigos de rede estipulam alguns requisitos mínimos para a conexão da unidade de geração ao sistema de distribuição/transmissão de energia elétrica. O principal objetivo desses códigos é amenizar os efeitos da penetração da geração distribuída no sistema de potência, visando sempre à estabilidade de operação e a confiabilidade do mesmo. Assim, os principais pontos abordados em códigos de rede, que dizem respeito direto ao desempenho elétricos de inversores conectados à rede são [33], [34], [35].

- a) Controle de potência ativa;
- b) Suporte de reativos durante operação normal e durante faltas na rede elétrica;
- c) Controle de frequência no ponto de conexão;
- d) Suportabilidade de tensão;
- e) Distorção harmônica.

A seguir são discutidos estes aspectos buscando-se explicitar os principais efeitos e funcionalidades que devem estar presentes em um inversor para que seja compatível com os códigos de rede atuais.

3.1 CONTROLE DE POTÊNCIA ATIVA

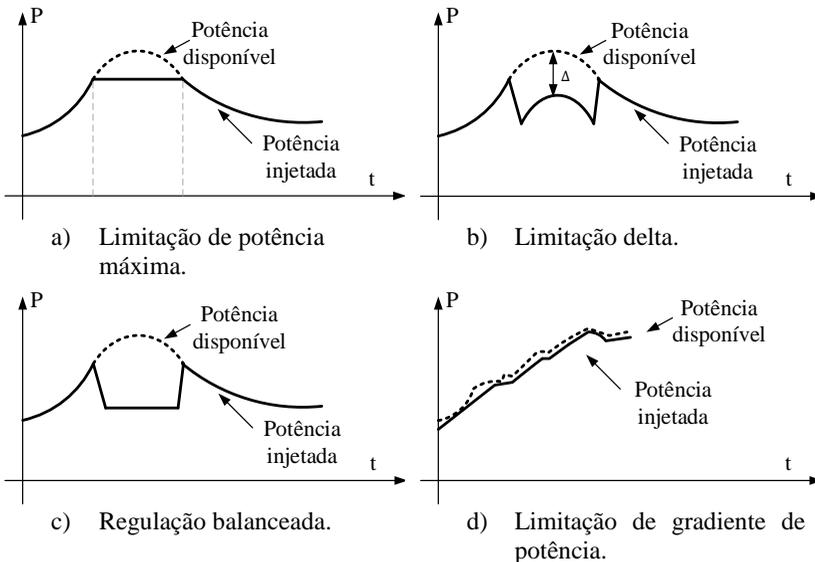
Esse requisito visa estipular como é feito o controle de limitação de potência. Segundo [36], existem cinco tipos de regulação de potência ativa, sendo eles descritos abaixo. Os exemplos de cada tipo podem ser visualizados na Figura 20.

- a) Limitação de potência máxima: a potência máxima não pode exceder um limite máximo, mesmo havendo recurso disponível. Abaixo desse limite, a unidade pode operar no seu ponto máximo de extração de potência.
- b) Limitação delta: A potência produzida é sempre inferior à potência disponível por um valor fixo, sendo também possível utilizar um percentual fixo em relação ao ponto de máxima potência. Esse tipo de controle dá margem à unidade a participar no controle primário

de frequência. Além disso, pode diminuir as flutuações de potência devido a variações bruscas da fonte primária.

- c) Regulação balanceada: a unidade deve ser capaz de reduzir e aumentar a sua potência gerada de maneira rápida para atingir os requisitos de potência a ser atingida ou a uma taxa fixa de MW/min.
- d) Limitação de gradiente de potência: A taxa de subida/descida de potência ativa é limitada
- e) Proteção do sistema: o operador do sistema é o responsável por requisitar redução imediata de potência ativa devido a distúrbios do sistema.

Figura 20: Tipos de limitação de potência ativa.



3.2 COMPENSAÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA

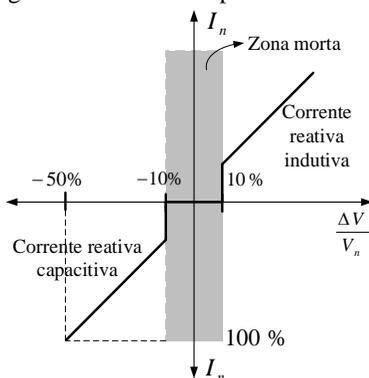
O suporte de reativos à rede pode ser requisitado durante operação normal da unidade assim como durante eventos de afundamento de tensão na rede. O objetivo de injetar corrente reativa durante afundamentos de tensão é permitir que outras plantas que não tem capacidade de operar durante o evento possam continuar conectadas ao sistema.

É importante salientar que a corrente reativa que a unidade geradora deve injetar no ponto de conexão com a finalidade de elevar a

tensão terminal deve sempre ser tratada como uma corrente adicional ao momento de pré-falta. Ou seja, caso a turbina esteja injetando uma quantidade de potência reativa indutiva, durante um evento de afundamento de tensão ela deve contribuir com uma parcela de corrente reativa capacitiva. Na decorrência do evento, o valor de corrente reativa indutiva deve ser decrescido ou até mesmo zerado para o fornecimento de potência reativa capacitiva.

O suporte de corrente reativa capacitiva durante afundamentos de tensão pode ser proporcional à variação de tensão no ponto de conexão. A Figura 21 mostra a capacidade de suporte de reativos de [37], onde é considerada uma zona morta de 10% antes de ser iniciado o suporte de reativos. Com 50% de afundamento de tensão em seu ponto terminal, a unidade fornece 1 p.u. de corrente reativa. O suporte de reativos é uma tendência a aparecer cada vez mais nos próximos requisitos de rede, quando a geração eólica ou solar fotovoltaica passar a ter uma participação mais considerável na capacidade de geração instalada.

Figura 21: Curva de suporte de corrente reativa de [37].



3.3 REGULAÇÃO DE FREQUÊNCIA

A regulação de frequência se caracteriza pela resposta da unidade geradora às variações de frequência no ponto de conexão da turbina com a rede elétrica. Existe uma variação de frequência estipulada por cada código de rede que define se a unidade deve permanecer conectada ou se a turbina deve desconectar-se automaticamente do sistema elétrico. Os requisitos da ONS [9] não apresentam nenhum tipo de requisito para a funcionalidade de regulação de potência ativa devido a variações de frequência pelo fato de que, no Brasil, a regulação de frequência é

obrigação das usinas de grande porte. Essa funcionalidade não é remunerada, logo, obrigar uma unidade de GD a realizar a regulação de frequência seria desnecessário e inconsistente. Se isto mudar no futuro, então pode se esperar tal funcionalidade nos próximos códigos de rede.

A Figura 22 apresenta uma curva de potência ativa versus a frequência, de [38]. A unidade conectada deve reduzir ou e aumentar a potência ativa conforme a medição de frequência, de modo a contribuir com o controle primário. Em [39], é apresentado um estudo da penetração de sistemas não síncronos na rede e discute-se o uso de controle primário de frequência. São utilizados os códigos de rede irlandeses, devido à alta penetração de energia eólica.

Figura 22: Curva de potência x frequência do código de rede irlandês [38].

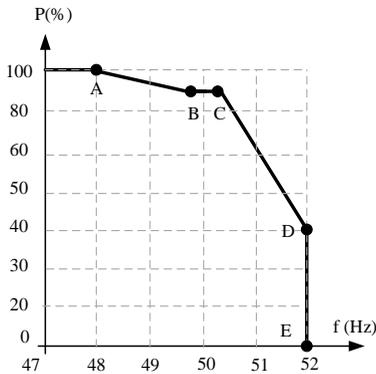


Tabela 2: Curva de potência x frequência do código de rede irlandês [38].

Frequência (Hz)		Potência disponível (%)	
F_A	47-51	P_A	50-100
F_B	49.5-51	P_B	50-100
F_C	49.5-51	P_C	50-100
F_D	50.5-51	P_D	20-100
F_E	50.5-52	P_E	0

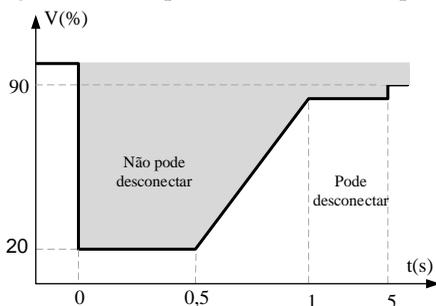
3.4 SUPORTABILIDADE DE TENSÃO

Afundamentos de tensão no ponto de conexão podem ocorrer devidos à diversos fatores, como faltas no sistema de potência. O nível de afundamento depende muito do tipo de falta, onde ocorre e dos parâmetros da rede elétrica naquele ponto de conexão. A duração do evento está relacionada com o tempo de atuação do sistema de proteção.

Esse tempo de atuação depende do nível de corrente associada ao curto circuito, podendo variar de alguns milissegundos em caso de faltas até a casa das dezenas de segundos em caso de faltas intensas [33].

Os códigos de rede em geral exigem que a unidade permaneça conectada durante os eventos de afundamento de tensão. A desconexão instantânea deve ser evitada devido à ameaça de perda de grande quantidade de potência ativa caso uma fazenda eólica/solar inteira desconecte-se do sistema. Sendo assim, a unidade geradora deve permanecer conectada durante o evento de afundamento de tensão seguindo uma curva de suportabilidade definida pelo código de rede específico ao qual a mesma esta vinculada. A Figura 23 apresenta uma curva típica de suportabilidade de tensão de [40], conhecida na literatura como curva de LVRT. Em casos onde a tensão no ponto de conexão permaneça acima da curva, a unidade deve permanecer conectada ao sistema. Já quando a tensão cruza a curva, a unidade pode desconectar.

Figura 23: Exemplo de uma curva de suportabilidade de tensão de [40].



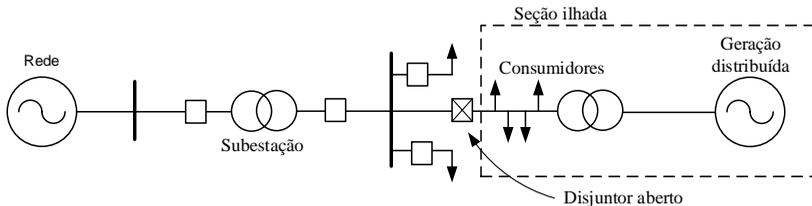
3.5 DETECÇÃO DE ILHAMENTO

Devido ao fato de os sistemas de distribuição de energia elétrica não serem projetados para receber unidades de geração distribuída, aspectos como proteção, estabilidade do mercado de energia e outros fatores dão origem a situações as quais podem trazer dificuldades e barreiras técnicas na inserção das unidades de GD nesse sistema. O ilhamento não intencional é uma dessas barreiras.

Ilhamento é a condição na qual uma seção da rede incluindo uma ou mais unidades de GD é desconectada da rede principal e durante o período de desconexão, a GD continua a suprir potência ativa e reativa à carga local com níveis de tensão e frequência dentro dos níveis estipulados por norma e compatíveis com o padrão especificado da rede.

A Figura 24 mostra um cenário com condição de ilhamento não intencional.

Figura 24: condição de ilhamento não intencional em uma seção de rede.



O ilhamento não intencional é uma situação não desejada, pois pode resultar em problemas de qualidade de energia, interferência nos dispositivos de proteção da rede, danos tanto aos equipamentos da unidade quanto à rede como consequência das tentativas de reconexão com a rede principal não sincronizada, além de perigo para a equipe de manutenção de redes [41].

Devido a essas implicações, a prática atualmente utilizada pelas concessionárias e recomendada pelos manuais técnicos é desconectar todas as unidades de GD que podem alimentar a seção ilhada. Dessa forma, há a necessidade de algum dispositivo ou equipamento que detecte a situação de ilhamento para que a unidade de GD seja desconectada do sistema elétrico dentro do limite de tempo especificado. Não são especificadas técnicas de detecção de ilhamento, apenas o tempo máximo de detecção, que segundo a IEEE 1574 é de 2 segundos [42]. Outros requisitos são os seguintes:

- A NBR IEC 62116 tem por objetivo fornecer os procedimentos de teste para avaliar o desempenho das medidas de prevenção contra ilhamento aplicadas a sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica e pode ser estendida a outros equipamentos conectados à rede;
- A Std IEEE 929 recomenda o uso de métodos ativos de detecção de ilhamento em casos onde há possibilidade de balanço de potência entre a carga local e a unidade de geração;
- A seção 4.4 da Std IEEE 1547 especifica que ao ocorrer o ilhamento não intencional, a unidade de geração deve ser desconectada da área ilhada dentro de dois segundos. Também, os critérios e procedimentos de teste de equipamento de detecção de ilhamento são listados;

- A Std IEEE 929 especifica que uma unidade de geração operando com painéis fotovoltaicos deve ser desconectada da área ilhada dentro de dez ciclos de rede, quando a potência da carga local ilhada for menor do que 50% ou maior que 150% da potência da unidade de geração e se o fator de potência da carga local ilhada for menor que 0,95. Se a potência da carga local ilhada for maior do que 50% e menor do que 150% da potência da unidade de geração, e se o fator de potência da carga local for maior que 0,95, a unidade de GD deve ser desconectada da área ilhada dentro de dois segundos.

3.6 REQUISITOS DE QUALIDADE DE ENERGIA

A qualidade das correntes injetadas por uma unidade de geração distribuída é um requisito importante para evitar problemas de interferência eletromagnética em outros equipamentos conectados no mesmo ponto de acesso da rede. Como o inversor é um equipamento que opera em alta frequência, são necessários filtros de EMI para minimizar os impactos causados por essa modulação. Normas específicas de qualidade de energia como a IEC1727 e IEEE15471, assim como alguns códigos de rede como o dinamarquês e o inglês trazem requisitos e limitam a quantidade de harmônicos aceitáveis para as correntes, onde a THD não pode ser maior do que 5%. A Tabela 3 apresenta os requisitos de qualidade de energia das normas IEEE Std 1547-2003 e IEC Standard 61727, [43].

Tabela 3: Requisitos de qualidade de energia para unidades de GD.

Harmônico	Limite
3 ^a - 5 ^a	<4%
11 ^a - 15 ^a	<2%
17 ^a - 21 ^a	<1,5%
23 ^a - 33 ^a	<0,6%

3.7 CÓDIGOS DE REDE QUANTO AO LVRT

Essa seção apresenta apenas as principais características de alguns dos mais conhecidos códigos de rede da América e Europa. Mais detalhes podem ser retirados dos devidos códigos de rede.

3.7.1 Dinamarca

Os requisitos são divididos para sistemas de distribuição (até 100 kV) e para sistemas de transmissão (acima de 100 kV). Sistemas acima de 100 kV não serão listados. As unidades conectadas à rede abaixo de 100 kV devem permanecer conectadas para faltas nas condições da Figura 25 (a). As unidades devem permanecer conectadas em caso de curto-circuito trifásico por até 100 ms; monofásico, bifásico terra ou bifásico por até 100ms, seguido após 300-500 ms, por um novo curto de 100 ms. A unidade deve permanecer conectada para as seguintes sequências de eventos: ao menos duas faltas bifásicas num intervalo de 2 minutos; ao menos duas faltas trifásicas num intervalo de 2 minutos; ao menos seis faltas bifásicas num intervalo de 5 minutos; ao menos seis faltas trifásicas num intervalo de 5 minutos. Não é especificada nenhuma característica de suporte de corrente reativa durante afundamentos de tensão [44], [45].

3.7.2 Grã-Bretanha

Os requisitos de interconexão do sistema de transmissão podem ser distintos em diferentes países devido aos níveis de tensão (400 kV, 275 kV, 132 kV). As unidades geradoras devem permanecer conectadas e estáveis sem desconectar devidos a faltas trifásicas ou qualquer curto-circuito desequilibrado do sistema de transmissão por até 140 ms, Figura 25 (b). A recuperação da tensão até 90% não pode passar de 1200 ms [46].

3.7.3 Estados Unidos

O aerogerador deve permanecer conectado por até 9 ciclos de com 0 p.u de tensão no PCC. A curva de suportabilidade de tensão é dada pela Figura 25 (c). Os requisitos são aplicáveis a centrais acima de 20 MW. Não existem requisitos de injeção de corrente reativa durante afundamento de tensão [47].

3.7.4 Canadá

Existem 3 códigos de rede distribuídos nas 13 províncias canadenses. Em [48], é apresentado um estudo detalhado dos códigos de rede. Entretanto, apenas os códigos de Alberta e Quebec apresentam requisitos de LVRT.

3.7.4.1 Hydro-Quebec

Os requisitos são relativos à tensão de sequência positiva no lado de alta tensão da subestação de saída. Aplica-se a redes com tensão acima de 44 kV. As unidades devem permanecer conectadas sem acionar a proteção de acordo com a Figura 25 (d) e respeitar as seguintes situações: uma falta trifásica removida em 9 ciclos incluindo uma falta no lado de alta tensão; uma falta bifásico-terra ou uma falta fase-fase removida em 9 ciclos incluindo faltas no lado de alta tensão; uma falta fase-terra removida em 15 ciclos; uma falta trifásica, se a tensão de sequência positiva não cair abaixo dos 25% da tensão nominal; uma falta bifásico terra, se a tensão de sequência positiva não cair abaixo de 50% da tensão nominal; uma falta fase-fase se a tensão de sequência positiva não cair abaixo de 60% da tensão nominal [49].

3.7.4.2 Alberta

Aplica-se a todas as turbinas/centrais eólicas conectadas ao sistema de transmissão maiores ou iguais a 5 MW e com redes de níveis de tensão entre 69 kV e 240 kV. A unidade geradora deve suportar todos os tipos de curto-circuitos de acordo com a curva de suportabilidade da Figura 25 (e) [50].

3.7.5 Alemanha

Atualmente é o código de rede mais completo dentre os códigos de rede da Europa. Em [51], é apresentado um estudo detalhado do código de rede desse país. Curto-circuitos em uma fase, duas, trifásicos com ou sem o terra ou afundamentos de tensão induzidos por falta não podem ser critérios de desconexão da rede em casos que a tensão permanecer acima da linha 1, Figura 25 (f).

Os valores de tensão dizem respeito ao maior valor da tensão de linha das tensões da rede. Curto-circuitos em uma fase, duas, trifásicos com ou sem o terra não podem levar a unidade de GD à instabilidade e se desconectar da rede. Isso significa que a unidade deve permanecer conectada mesmo com uma ou duas das tensões de linha estejam abaixo de 45% da tensão nominal da rede.

As unidades devem fornecer suporte de reativos quando a maior tensão de linha da rede estiver acima do limite 1 e abaixo da banda de tolerância de 10%. No caso da tensão de linha acima do limite 2 e abaixo do limite 1 é permitido divergir do suporte de acordo com as

limitações tecnológicas da unidade. Para faltas trifásicas, a unidade geradora deve ser tecnicamente capaz de fornecer no mínimo 100% da capacidade nominal de corrente reativa. Para faltas monofásicas e bifásicas a unidade geradora deve ser capaz de fornecer no mínimo 40% da corrente nominal.

A injeção de corrente reativa não pode comprometer outros parâmetros que possam impossibilitar a unidade de permanecer estável e conectada. Durante variações significativas de tensão a corrente referente à potência ativa pode ser reduzida significativamente para priorizar o suporte de corrente reativa e assegurar a estabilidade do sistema. Todas as potências, tensões e correntes reativas são referidas às componentes fundamentais de sequência positiva [37].

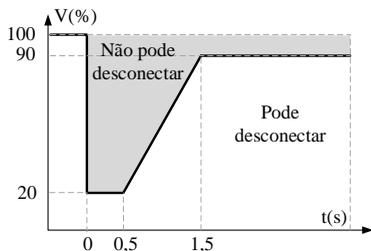
3.7.6 Operador Nacional do Sistema (ONS)

Os critérios são válidos para a conexão das diferentes formas de geração ao sistema de transmissão acima de 230 kV. A central deve continuar operando se a tensão nos terminais permanecer acima da curva da Figura 25 (g). Não são mencionados requisitos para suporte de reativos durante afundamentos de tensão. A unidade deve ser capaz de operar entre fator de potência 0,95 capacitivos e 0,95 indutivos. Possibilitar o despacho constante de potência ativa em intervalos de tensão de 1,1 a 0,9 p.u. Operar entre 0,85 e 0,9 p.u da tensão nominal por até 5 segundos. Operação entre 56,5 e 63 Hz sem atuação de proteções instantâneas ou temporizadas, com faixas intermediárias sujeitas a proteção temporizada, conforme Tabela 4 [40].

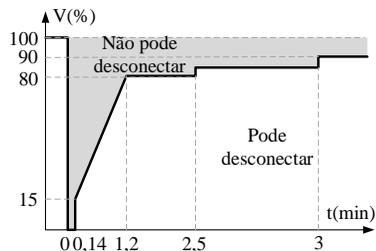
Tabela 4: Requisitos de suportabilidade de frequência do ONS.

Desempenho	Tempo acumulado máximo de exposição a desvios de frequência (seg)
$f > 66,0$ Hz	0
$63,5$ Hz $< f \leq 66$ Hz	30
$62,0$ Hz $< f \leq 63,5$ Hz	150
$60,5$ Hz $< f \leq 62,0$ Hz	270
$58,5$ Hz $\leq f < 59,5$ Hz	390
$57,5$ Hz $\leq f < 59,5$ Hz	45
$56,5$ Hz $\leq f < 57,5$ Hz	15
$f > 56,5$ Hz	0

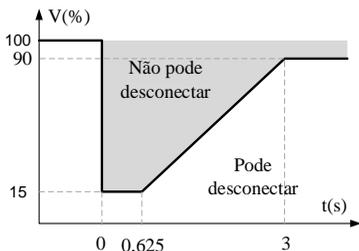
Figura 25: Principais curvas de suportabilidade de tensão dos códigos de rede.



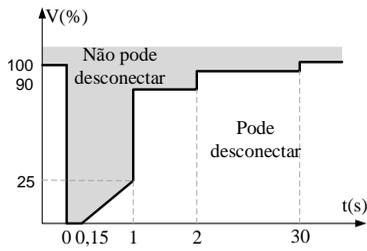
a) Dinamarca.



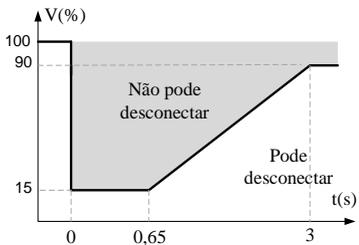
b) Grã-Bretanha.



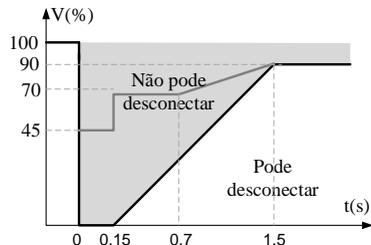
c) Estados Unidos.



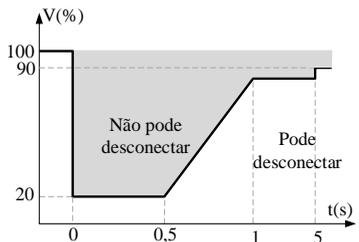
d) Canadá Hydro-Quebec.



e) Canadá - Alberta..



f) Alemanha.



g) ONS.

3.8 CONCLUSÕES

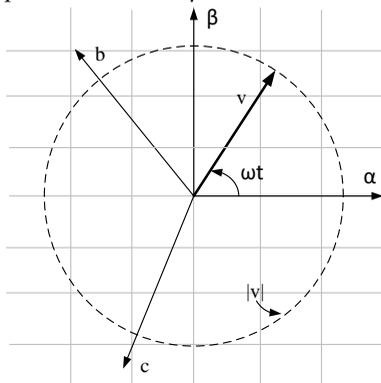
As principais características e alguns exemplos de códigos de rede existentes foram revisados, onde ficou evidente que a unidade deve ter capacidade de operar durante não somente faltas simétricas assim como faltas assimétricas quando conectada à rede elétrica sem se desconectar do sistema. Tal característica torna o sistema de controle do inversor muito mais complexo e exige muito mais esforços de processamento por parte do controlador.

As malhas de corrente e tensão do sistema responsável pela conexão da unidade com a rede devem atender as especificações dos códigos de rede. Há uma tendência natural de que todos os códigos de rede evoluam, tendo como protagonistas para a elaboração de novos critérios a Alemanha e a Dinamarca. Embora os códigos de rede do ONS ainda não possuam requisitos mais elaborados, o sistema de controle do inversor será projetado para atender os mais complexos códigos de rede.

4 AFUNDAMENTOS DE TENSÃO E SINCRONIZAÇÃO DE INVERSORES TRIFÁSICOS

Um dos principais aspectos para se levar em consideração no controle de conversores conectados à rede elétrica é a sincronização com as tensões trifásicas. As tensões trifásicas interagem entre si de forma coordenada, mantendo relações em termos de deslocamento e sequência de fase. O módulo e a velocidade angular das tensões trifásicas são mantidos constantes quando o sistema encontra-se senoidal e equilibrado, com amplitude e frequência igualmente distribuídas nas três fases do sistema, como mostrado na Figura 26, sob condições ideais. Nestas condições, o vetor de tensão descreve uma trajetória circular dentro de um plano cartesiano $\alpha\beta$.

Figura 26: Trajetória do vetor de tensão trifásico equilibrado dentro de um plano cartesiano $\alpha\beta$.



Esse vetor de tensão trifásico é geralmente fornecido por grandes unidades de geradores síncronos e todos os demais equipamentos que pertencem ao sistema elétrico são projetados assumindo que essas tensões possuem um módulo constante e uma velocidade angular de sequência positiva também constante.

Todavia, existem inúmeras não idealidades e casos onde essas tensões podem tornar-se desequilibradas, ocasionando distúrbios ao vetor de tensão trifásico. Esses distúrbios podem ser classificados quanto ao seu conteúdo harmônico, duração e amplitude [52]. A metodologia apresentada a seguir pode ser consultada em mais detalhes em [33] e [34].

4.1 O VETOR DE TENSÃO DURANTE FALTAS NA REDE

As tensões trifásicas podem se tornar desequilibradas devido a características de linha fraca, onde normalmente aerogeradores são conectados ou por efeitos de cargas não lineares e por transientes causados por faltas na rede elétrica [53].

Os conversores de potência utilizados para realizar a interface de conexão com a rede elétrica por fontes de geração de energia devem permanecer conectados ao sistema elétrico durante tais eventos, de modo a evitar perdas de cargas muito grandes pelo sistema de potência e contribuir para o controle de frequência e tensão primário.

Nessa seção, um vetor de tensão genérico é estudado de forma a verificar os impactos de um afundamento de tensão na amplitude e na fase das tensões de sincronismo de uma unidade de geração distribuída conectado ao sistema elétrico de potência. Considerando um vetor de tensão genérico v_{abc} que pode ser expresso como:

$$v_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sum_{n=1}^{\infty} (v_{abc}^{+n} + v_{abc}^{-n} + v_{abc}^{0n}) \quad (4.1)$$

onde

$$v_{abc}^{+n} = V^{+n} \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \varphi^{+n}) \\ \cos(n\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi^{+n}) \\ \cos(n\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi^{+n}) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$v_{abc}^{-n} = V^{-n} \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \varphi^{-n}) \\ \cos(n\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi^{-n}) \\ \cos(n\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi^{-n}) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$v_{abc}^{0n} = V^{0n} \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \varphi^{0n}) \\ \cos(n\omega t + \varphi^{0n}) \\ \cos(n\omega t + \varphi^{0n}) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

onde os subscritos $+n$, $-n$ e $0n$ representam respectivamente os componentes de sequência positiva, negativa e zero da n -ésima harmônica do vetor v_{abc} .

A conexão de geradores em sistemas de distribuição realizada através de inversores geralmente é realizada a três fios. Dessa forma, o componente de sequência zero pode ser ignorado para a análise de sincronização de conversores. Caso necessário, podem ser encontrados facilmente através da transformada de *Clarke*, (4.7).

De forma geral, o vetor de sequência positiva na frequência fundamental, ignorando os componentes de sequência zero, interagindo com componentes de outra sequência (positiva ou negativa), de n -ésima ordem harmônica, pode ser expresso da seguinte forma:

$$\begin{aligned} v_{abc} &= v_{abc}^{+1} + v_{abc}^n \\ &= V^{+1} \begin{pmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} + V^n \begin{pmatrix} \cos(n\omega t) \\ \cos(n\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(n\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.5)$$

onde $n > 0$ representa componente de sequência positiva, $n < 0$ uma componente de sequência negativa. O vetor de (4.5) pode ser expresso por meios da transformação reduzida de coordenadas estacionária $\alpha\beta$, resultando em:

$$\begin{aligned} v_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \cdot v_{abc} \\ &= \sqrt{\frac{3}{2}} V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} V^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t) \\ \sin(n\omega t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Onde

$$[T_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

O vetor v_{abc} também pode ser expresso em coordenadas síncronas dq por meio da transformada de *Park*, resultando em:

$$\begin{aligned} v_{dq} &= \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = [T_{dq}] \cdot v_{\alpha\beta} \\ &= \sqrt{\frac{3}{2}} V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta') \\ \sin(\omega t - \theta') \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} V^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t - \theta') \\ \sin(n\omega t - \theta') \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.8)$$

onde

$$[T_{dq}] = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta') & -\sin(\theta') \\ \sin(\theta') & \cos(\theta') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

sendo θ' a posição angular do vetor de referencia girante dq . Assumindo que o vetor girante de referências dq está sincronizado com o vetor de tensão de sequência positiva, $\theta' = \omega t$, a equação (4.8) resulta em:

$$v_{dq} = V^{+1} \sqrt{\frac{3}{2}} V^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} V^n \begin{bmatrix} \cos((n-1)\omega t) \\ \sin((n-1)\omega t) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

A partir da equação (4.10), o módulo $|v|$ e a posição angular θ do vetor v podem ser calculados conforme

$$\begin{aligned} |v| &= \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \\ &= \sqrt{\frac{3}{2} [(V^{+1})^2 + (V^n)^2 + 2V^{+1}V^n \cos((n-1)\omega t)]} \end{aligned} \quad (4.11)$$

$$\begin{aligned} \theta &= \tan^{-1} \frac{v_\beta}{v_\alpha} = \omega t + \tan^{-1} \frac{v_q}{v_d} \\ &= \omega t + \tan^{-1} \left[\frac{V^n \sin((n-1)\omega t)}{V^{+1} + V^n \cos((n-1)\omega t)} \right] \end{aligned} \quad (4.12)$$

4.1.1 Exemplo de um afundamento de tensão

Um exemplo de como tensões desequilibradas são geradas em afundamentos de tensão é apresentado nessa seção. A análise apresentada na sequência pode ser aplicada a qualquer tipo de falta na rede para obter os parâmetros da falta, para qualquer configuração de falta, sendo ela trifásica, trifásica terra, fase-fase ou fase-terra. Análises mais detalhadas dessa abordagem podem ser verificadas em [54] e [55].

Considerando uma falta na rede do tipo fase-fase, Figura 27, que resultam em tensões no ponto de conexão comum (PCC), conforme Figura 28, e assumindo que a impedância de linha é igual para as três fases do sistema e que a tensão no ponto de conexão é senoidal, balanceada e com componentes de sequência positiva na frequência fundamental da rede no momento anterior a falta, tem-se:

Figura 27: Exemplo de falta fase-fase no ponto de conexão com a rede elétrica.

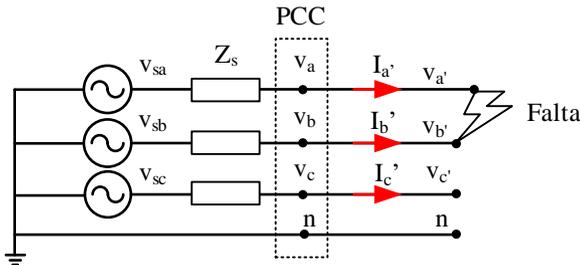
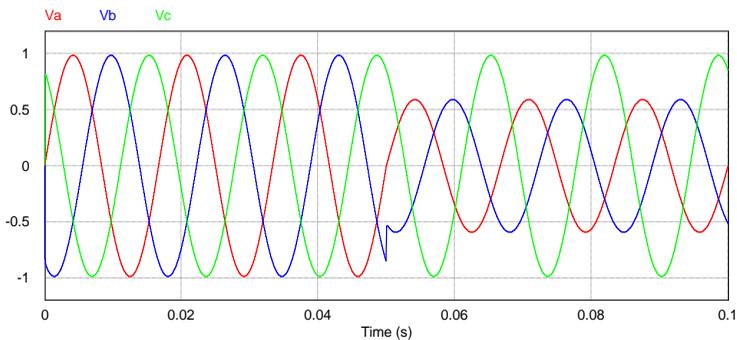


Figura 28: Tensões no ponto de conexão comum para uma falta fase-fase



$$v'_a = v'_b \quad (4.13)$$

$$i'_a = -i'_b \quad (4.14)$$

$$i'_c = 0 \quad (4.15)$$

Considerando as equações (4.13), (4.14) e (4.15), os vetores de sequência positiva, negativa e zero, podem ser calculados através da equação de *Fortescue* [56] que define as componentes simétricas de um sistema trifásico como:

$$V_{+-0(c')} = \begin{bmatrix} \vec{V}_{c'}^+ \\ \vec{V}_{c'}^- \\ \vec{V}_{c'}^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{V}_{a'} \\ \vec{V}_{b'} \\ \vec{V}_{c'} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \vec{V}_{a'} - \vec{V}_{b'} \\ \vec{V}_{a'} - \vec{V}_{b'} \\ \vec{V}_{a'} - 2\vec{V}_{b'} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

onde $\alpha = e^{j2\pi/3} = 1\angle 120^\circ$ é o operador de *Fortescue*. Os fasores da equação (4.16) indicam que os componentes de sequência positiva e negativa da tensão no ponto de falta da rede são idênticos:

$$\vec{V}_c^+ = \vec{V}_c^- \quad (4.17)$$

Da mesma forma que realizado para as tensões, as correntes de falta também podem ser encontradas conforme:

$$I_{+-0(c')} = \begin{bmatrix} \vec{I}_{c'}^+ \\ \vec{I}_{c'}^- \\ \vec{I}_{c'}^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{I}_{a'} \\ \vec{I}_{b'} \\ \vec{I}_{c'} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} j\vec{I}_{a'} \\ -j\vec{I}_{a'} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

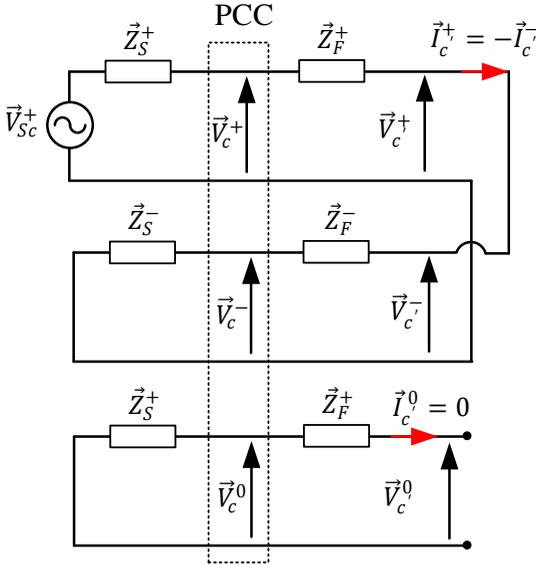
Podemos ver na equação (4.18) que a componente de sequência zero da corrente é nula, fazendo com que a soma das componentes de sequência positiva e negativa também sejam.

$$\vec{I}_{c'}^0 = 0 \quad (4.19)$$

$$\vec{I}_{c'}^+ + \vec{I}_{c'}^- = 0 \quad (4.20)$$

Uma vez definidos os componentes de tensão e corrente no momento de falta, um circuito equivalente pode ser construído, conforme Figura 29, baseada nas componentes de sequência. Nessa figura, \vec{V}_{Sc}^+ representa o vetor de tensão pré-falta da fase c.

Figura 29: Circuito equivalente no momento de falta.



Assumindo que as impedâncias de sequência positiva e negativa são iguais, as tensões de sequência da Figura 29 no ponto de conexão comum podem ser calculadas conforme:

$$\vec{V}_{c'}^+ = \frac{\vec{Z}_s + (\vec{Z}_F^+ + \vec{Z}_F^-)}{2\vec{Z}_s + (\vec{Z}_F^+ + \vec{Z}_F^-)} \vec{V}_{Sc}^+ \quad (4.21)$$

$$\vec{V}_{c'}^- = \frac{\vec{Z}_s}{2\vec{Z}_s + (\vec{Z}_F^+ + \vec{Z}_F^-)} \vec{V}_{Sc}^+ \quad (4.22)$$

$$\vec{V}_c^0 = 0 \quad (4.23)$$

A severidade da falta na rede vista do PCC pode ser expressa pelo fator de afundamento \vec{D} , que define a relação entre as impedâncias de linha do lado da falta na rede e da fonte antes da falta.

$$\vec{D} = D \angle \rho_D = \frac{(\vec{Z}_F^+ + \vec{Z}_F^-)}{2\vec{Z}_s + (\vec{Z}_F^+ + \vec{Z}_F^-)} \quad (4.24)$$

É importante salientar que a magnitude da tensão de falta depende da distância do PCC para a falta, basicamente dependendo do módulo de \vec{D} . Se a razão X/R das impedâncias dos dois lados do PCC permanecer constante, não existe uma variação do ângulo da tensão de pré-falta para a tensão de falta.

Substituindo as equações (4.24) nas equações (4.21), (4.22) e (4.23) têm-se:

$$V_{+-0(pcc)} = \begin{bmatrix} \vec{V}_{c'}^+ \\ \vec{V}_{c'}^- \\ \vec{V}_{c'}^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \vec{V}_{Sa}^+ \begin{bmatrix} 1 + \vec{D} \\ 1 - \vec{D} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Assim, as tensões no ponto de conexão PCC podem ser calculadas utilizando as equações inversas de *Fortescue*, resultando em:

$$V_{abc(pcc)} = \begin{bmatrix} \vec{V}_{a'} \\ \vec{V}_{b'} \\ \vec{V}_{c'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{V}_{c'}^+ \\ \vec{V}_{c'}^- \\ \vec{V}_{c'}^0 \end{bmatrix} = \vec{V}_{Sc}^+ \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \vec{D} \\ -\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \vec{D} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

A equação (4.26) representa os fasores de tensão que descrevem as tensões desbalanceadas da Figura 27, que são relacionadas a uma falta fase-fase no sistema trifásico.

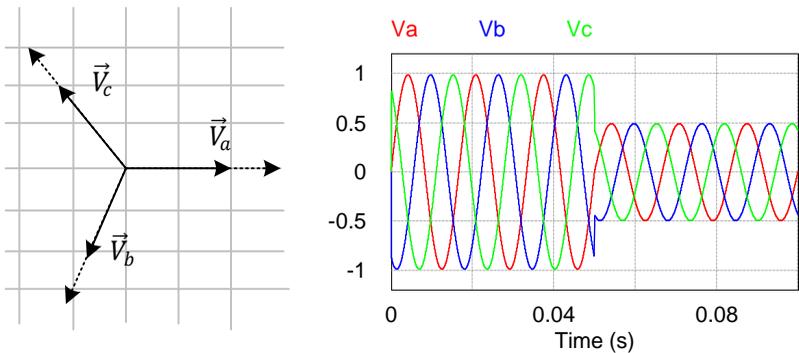
4.1.2 Comportamento transitório de faltas na rede

O afundamento de tensão é caracterizado por uma redução súbita da tensão da rede no PCC, geralmente entre 10 e 90% da tensão nominal, com uma duração de uma porcentagem do ciclo até alguns segundos. É usualmente consequência de curto-circuitos, faltas fase-

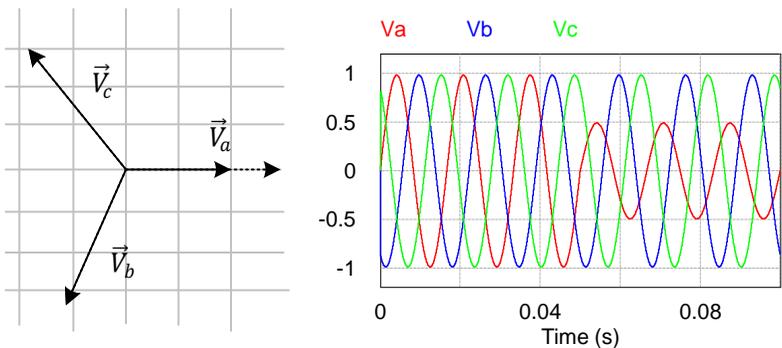
terra, energização de transformadores e conexão de grandes motores de indução. Dependendo do tipo de conexão do transformador de distribuição e do tipo de falta, é possível diferenciar os tipos de afundamento de tensão.

O produto $\vec{D}\vec{V}_{Sn}^+$ é conhecido na literatura como “tensão característica” do afundamento de tensão e representa a tensão de fase em faltas fase-terra ou a tensão de linha em faltas fase-fase. Da mesma forma, o ângulo de fase de \vec{D} é conhecido como “salto de ângulo de fase característico” [34]. A Figura 30 apresenta diferentes faltas na rede, onde o salto de ângulo de fase característico foi assumido como nulo. A nomenclatura assumida para definição dos tipos de faltas foi retirada de [55]. Os parâmetros característicos das faltas podem ser calculados conforme o procedimento apresentado anteriormente.

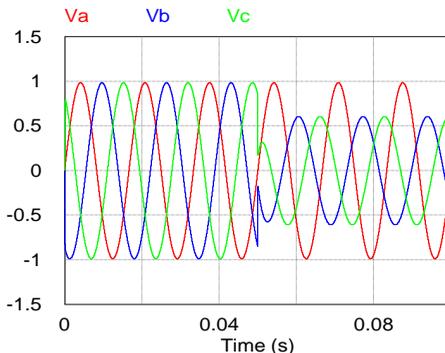
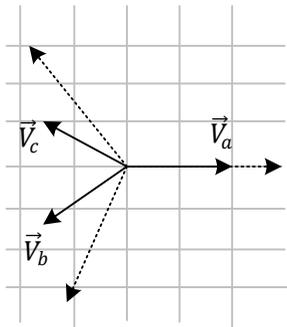
Figura 30: Afundamento de tensão em sistemas trifásicos com $\vec{D} = 0,5\angle 0^\circ$.



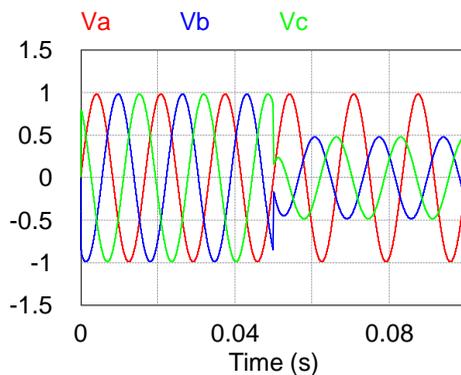
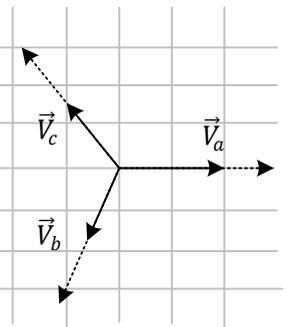
a) Afundamento tipo A. Falta trifásica e falta trifásica-terra.



b) Afundamento tipo B. Falta fase-terra, na fase A.



c) Afundamento tipo C. Falta fase-fase, entre fases B e C.



d) Afundamento tipo E. Falta fase-fase-terra, entre fases B e C.

Existem diversos casos onde o salto de ângulo de fase característico não é nulo, devido à relação X/R das impedâncias de ambos os lados do PCC não serem mantidos constantes durante uma falta. Isso acontece em casos onde uma falta atinge seções de linha com impedâncias distintas ou quando grandes motores de indução são conectados à rede.

4.1.3 Propagação de afundamentos de tensão

Além das fases afetadas pelo curto-circuito, o tipo de afundamento depende do tipo de conexão no qual o transformador de potência do sistema de transmissão/distribuição que conecta as linhas de alimentação e o ponto de conexão onde a falta ocorreu. A amplitude e a

fase de uma tensão resultante de uma falta são alteradas quando propagadas por um transformador, o que ocasiona no surgimento de novos tipos de afundamento de tensão, diferentes dos já apresentados na Figura 30. Em conexões onde o transformador emprega uma conexão delta-estrela, a componente de sequência zero, presente em casos de algumas faltas assimétricas é removida, pois circula apenas dentro do delta do transformador.

De modo a analisar o comportamento dos afundamentos de tensão propagando-se por transformadores, três pontos de conexão são analisados, PCC_1 , PCC_2 e PCC_3 , conforme Figura 31, em uma estrutura que tem dois transformadores em cascata. A partir de uma análise das tensões presentes em PCC_2 e PCC_3 três novos tipos de afundamentos podem ser identificados, como consequência de diferentes faltas ocorridas na barra F, Figura 32, Figura 33 e Figura 34. A relação entre os tipos de falta e o afundamento é apresentada na Tabela 5 [34].

Figura 31: Propagação de um afundamento de tensão através de três pontos de conexão comum (PCC_1 , PCC_2 e PCC_3) em linhas de transmissão com dois transformadores em cascata [34].

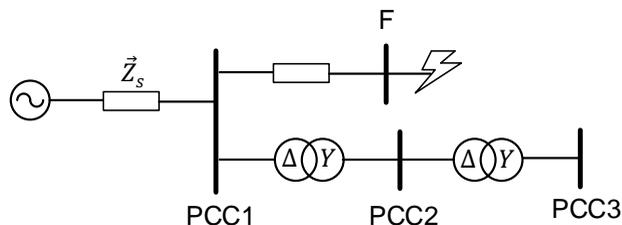


Tabela 5: Tipos de falta propagadas em transformadores delta estrela.

Tipo de falta	PCC₁	PCC₂	PCC₃
Fase-terra	B	C	D
Bifásica-terra	E	F	G
Bifásica	C	D	C
Trifásica/ Trifásica-terra	A	A	A

Figura 32: Afundamento tipo D em propagação de um afundamento tipo C com $\bar{D} = 0,5\angle 0^\circ$.

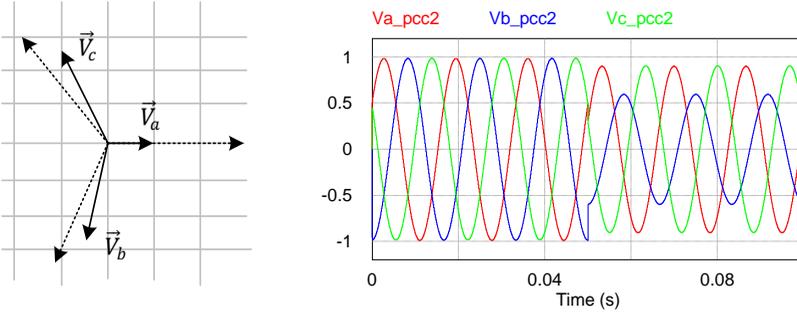


Figura 33: Afundamento tipo F em propagação de um afundamento tipo E com $\bar{D} = 0,5\angle 0^\circ$.

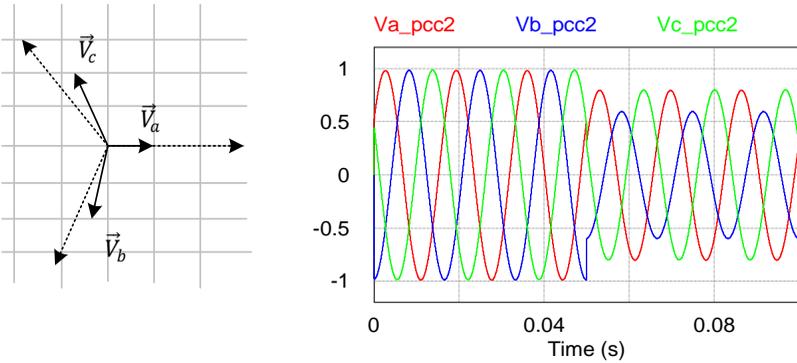
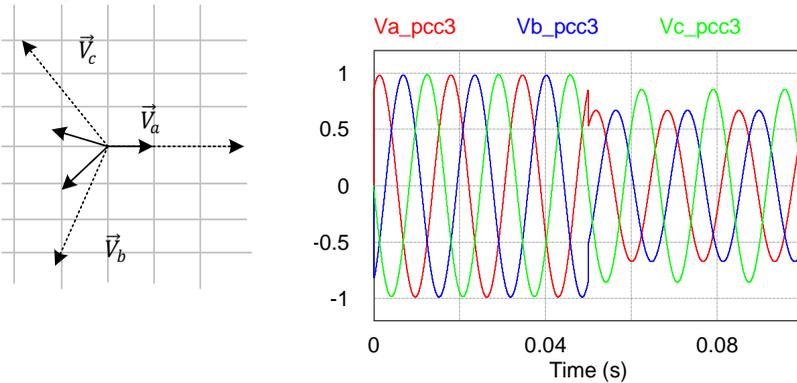


Figura 34: Afundamento tipo G em propagação de um afundamento tipo F com $\bar{D} = 0,5\angle 0^\circ$.



O conversor pode interagir com a rede elétrica no PCC em tentativa de amenizar os distúrbios de tensão e reduzir os efeitos indesejados. Por ser um sistema sensível a esse tipo de distúrbio, o controle pode se tornar instável quando as tensões apresentam comportamentos anormais, fazendo com que proteções do conversor atuem, e em casos mais severos, levar à destruição do conversor. Por esses motivos, um distúrbio na rede deve ser devidamente detectado e o sistema de controle deve ser projetado de tal forma a reagir e suportar esse tipo de evento.

Outro ponto que pode trazer prejuízos ao sistema de controle é quando as tensões no PCC encontram-se altamente distorcidas por harmônicos de alta ordem, com amplitude considerável. Mesmo assim, o sistema de controle ainda deve operar de forma satisfatória e manter-se conectado na presença dessas componentes. Em casos onde as tensões encontram-se desequilibradas, as componentes de sequência devem ser detectadas por meios específicos e repassadas ao sistema de controle do conversor como entradas para que o sistema de controle possa reagir a esses eventos.

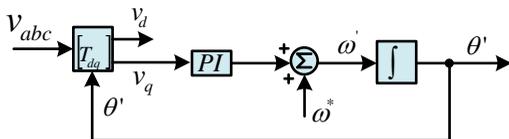
A seguir, o problema da sincronização de conversores na presença de tensões desequilibradas é apresentado. Também, soluções e comparações de algumas técnicas que podem ser utilizadas para realizar a sincronização de inversores trifásicos são apresentados.

4.2 SRF-PLL E PQ-PLL

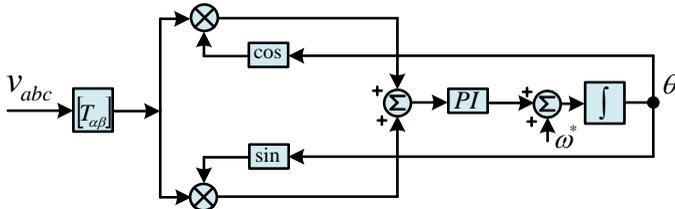
Um mecanismo de sincronismo para conversores conectados à rede é responsável por sincronizar as correntes do inversor com as tensões da rede. Diversas técnicas de sincronismo são abordadas na literatura, sendo a mais difundida dentre elas o mecanismo via PLL (*Phase Locked Loop*) [57], [58], [59], [60], [61], [62].

Uma PLL é uma malha de rastreamento de fase que, à partir das tensões da rede, gera uma referência de ângulo com qual o inversor deve impor suas correntes. Pode ser implementada em coordenadas abc, $\alpha\beta$ ou dq0. A Figura 35 apresenta duas estruturas conhecidas como eixo em referência síncrona (*Synchronous Reference Frame*) SRF-PLL e a PQ-PLL, baseada na teoria das potências instantâneas, comumente utilizada pela indústria e pela academia [63], [64].

Figura 35: Estruturas de PLL convencionais.



a) SRF-PLL em coordenadas dq.

b) PQ-PLL em coordenadas $\alpha\beta$.

As principais vantagens dessas estruturas de PLL são: fácil implementação; não requer muito esforço de processamento, atende parcialmente os requisitos de desempenho; utiliza apenas controladores PI; garante o rastreamento de frequência em regime permanente e possui sincronização rápida. As principais desvantagens dessas estruturas são: não apresenta bons resultados em transitórios de frequência; não é possível obter sincronismo em caso de tensões desequilibradas e não apresenta as componentes de sequência positiva e negativa de tensão. Ainda, as variações de tensão geram variações dos ganhos das malhas e, se forem variações relevantes, isto pode gerar oscilações ou instabilidade em seu funcionamento.

Em [65] são apresentadas algumas comparações sobre o desempenho dessas estruturas de PLL simplificadas durante operação em regime permanente como também em casos de afundamentos de tensão. Esses testes são realizados para verificar a resposta do PLL em casos onde capacidade de LVRT é exigida. De modo a validar o funcionamento dessa estrutura e verificar seu desempenho sob condições adversas, uma série de simulações são realizadas. A Figura 36 apresenta a resposta dinâmica da PQ-PLL de uma simulação realizada com os parâmetros da Tabela 6.

Tensões trifásicas equilibradas são aplicadas na estrutura e o tempo de sincronização é medido. Observa-se na figura a resposta da malha da PLL, exibindo o ângulo em fase com a tensão da fase A. A sincronização é alcançada em menos de um ciclo de rede e a medição de

frequência entra em regime a partir do segundo ciclo. A detecção da amplitude é realizada através do cálculo da norma das tensões de trifásicas e tem resposta instantânea, dependendo somente do sistema de aquisição das tensões.

Tabela 6: Parâmetros da simulação da PQ-PLL.

Descrição	Parâmetro	Valor
Tensão RMS (Linha)	V_{RMS}	380 V
Tensão de pico (Fase)	V	311 V
Frequência	f	60 Hz
Ganho proporcional do controlador PI	k_p	2000
Ganho integral do controlador PI	k_i	0.01

A Figura 37 apresenta a resposta da estrutura para tensões distorcidas, compostas por 5° e 7° harmônicas, descritas pela equação (4.27). A fase detectada pela PLL apresenta distorções, assim como a medição de frequência e de amplitude. Entretanto, pode ser minimizado com o emprego de filtros passa baixas com frequência de corte na faixa dos 10 Hz. Isso, todavia, compromete a resposta dinâmica da estrutura.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \sin(\omega t) + \frac{V}{10} \sin(5\omega t) + \frac{V}{10} \sin(7\omega t) \\ V \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{V}{10} \sin\left(5\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \frac{V}{10} \sin\left(7\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ V \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{V}{10} \sin\left(5\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \frac{V}{10} \sin\left(7\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Na Figura 38 é apresentada a resposta da PLL a um afundamento tipo B. É possível observar que a resposta para tensões desequilibradas não é satisfatória. O erro de ângulo de referência apresenta oscilações durante um evento de afundamento de tensão no ponto de conexão, comprometendo o sincronismo do conversor e podendo levar o sistema de controle à instabilidade, fazendo com que a unidade de geração desconecte pela atuação das proteções de tensão e/ou frequência, desobedecendo aos critérios e requisitos de rede.

Além disso, as medições de frequência e amplitude apresentam oscilações no dobro da frequência fundamental, causadas pela interação dos componentes de sequência. Desta forma, uma estrutura na qual o

ângulo de referência é estimado com precisão durante eventos de afundamento de tensão é necessária para que a turbina atenda aos requisitos de LVRT.

Figura 36: Análise de tempo de sincronização da estrutura PQ-PLL.

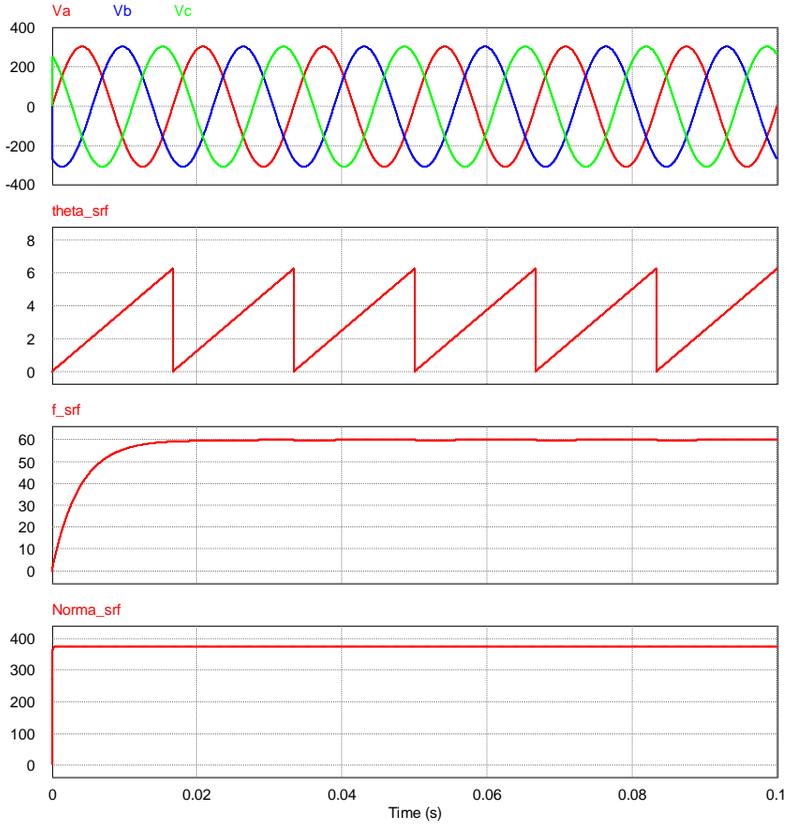


Figura 37: Estruturas PQ-PLL em condições de rede distorcida.

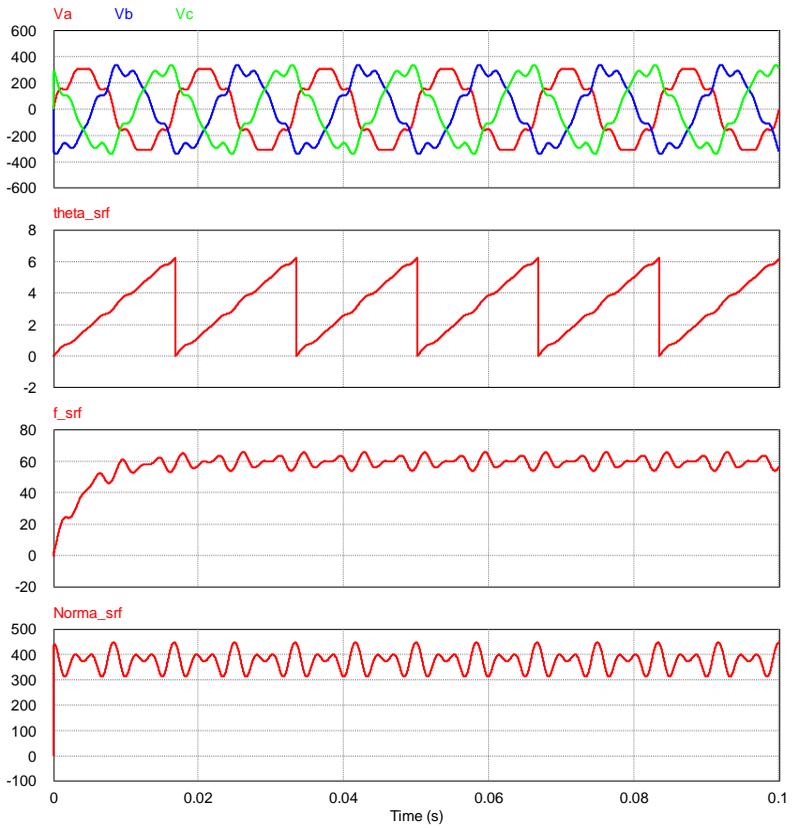
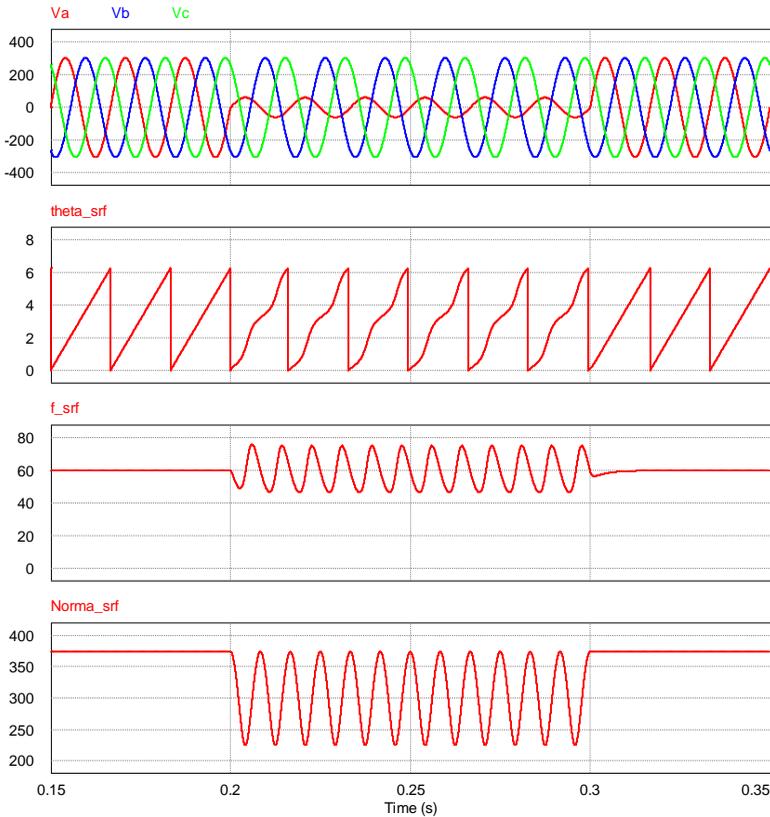


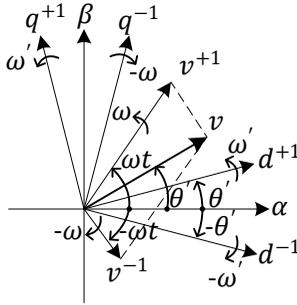
Figura 38: Estruturas PQ-PLL durante um afundamento de tensão tipo B.



4.3 O EIXO DE REFERÊNCIA SÍNCRONA DUPLA

Em [66] é proposto uma estratégia de desacoplamento de seqüências positivas e negativas, conhecido como DSRF, do termo em inglês (*Double Synchronous Reference Frame*). A Figura 39 mostra as componentes de seqüência positiva e negativa de um vetor de tensões desbalanceadas e dois eixos girantes: dq^{+1} e dq^{-1} , sendo que dq^{+1} está girando com a velocidade angular positiva ω' , na qual a posição atual é θ' e dq^{-1} girando com velocidade angular negativa $-\omega'$, a qual apresenta a posição $-\theta'$. Os vetores são apresentados na figura em eixos assíncronos $\alpha\beta$.

Figura 39: Eixos e vetores de uma estrutura DSRF.



Assumindo-se que a posição angular do vetor girante em coordenadas síncronas dq^{+1} é a mesma que a posição angular do vetor de sequência positiva v^{+1} ($\theta' = \omega t$), o vetor de tensões desbalanceadas em eixos síncronos pode ser expresso pelas equações abaixo:

$$v_{dq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_d^{+1} \\ v_q^{+1} \end{bmatrix} = [T_{dq^{+1}}] v_{\alpha\beta} \quad (4.28)$$

$$= V^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-2\omega t) \\ \sin(-2\omega t) \end{bmatrix}$$

$$v_{dq^{-1}} = \begin{bmatrix} v_d^{-1} \\ v_q^{-1} \end{bmatrix} = [T_{dq^{-1}}] v_{\alpha\beta} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \sin(2\omega t) \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

onde

$$[T_{dq^{+1}}] = [T_{dq^{-1}}]^T \quad (4.30)$$

As equações (4.28) e (4.29) mostram que os valores constantes de dq^{+1} e dq^{-1} apresentam a mesma amplitude da entrada senoidal v^{+1} e v^{-1} , enquanto que oscilações em 2ω representam o acoplamento entre eixos direto e em quadratura e de componentes de sequência, que aparecem devido a rotação dos vetores de sequência em direções opostas.

Basicamente, a ideia do DSRF é utilizar dois conjuntos de vetores em eixos síncronos, representando a componente de sequência positiva e a componente de sequência negativa de forma individual. O DSRF é responsável pelo desacoplamento das componentes. Visto isso, na

sequência será apresentada uma estrutura de PLL que utiliza o conceito de DSRF.

4.4 PLL DE EIXO DE REFERÊNCIA SÍNCRONA DUPLA DESACOPLADA (DDSRF-PLL)

Como mencionado anteriormente, existem critérios de LVRT que devem ser atendidos de acordo com os diversos códigos de rede existentes atualmente. Para isso, o ângulo de referência para as malhas de controle de tensão e corrente em eixos síncronos deve ser estimado com precisão durante os diferentes eventos na rede. Uma estrutura de PLL simplificada não é capaz de estimar tal referência durante um curto circuito assimétrico com a precisão necessária devido ao fato de que as tensões de entrada do bloco PLL serem desequilibradas durante o evento. Entretanto, para entradas de tensão equilibradas, o desempenho é muito satisfatório.

A estrutura DDSRF-PLL apresenta um bloco de cálculo de sequência positiva e sequência negativa das tensões de entrada. Utiliza-se como tensões de referência para o controlador do PLL as componentes de sequência positiva que, em caso de algum evento anormal na rede, ainda permanecem equilibradas, tanto para curto circuitos simétricos ou assimétricos.

4.4.1 A rede de desacoplamento

De forma a generalizar a análise da célula de desacoplamento, um vetor que consiste de dois termos com componentes girantes com frequência de $n\omega$ e $m\omega$ respectivamente é assumido, onde n e m podem ser ou positivo ou negativo. Esse vetor genérico é expresso pela equação (4.31).

$$\begin{aligned} v_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = v_{\alpha\beta}^n + v_{\alpha\beta}^m \\ &= V^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \varphi^n) \\ \sin(n\omega t + \varphi^n) \end{bmatrix} + V^m \begin{bmatrix} \cos(m\omega t + \varphi^m) \\ \sin(m\omega t + \varphi^m) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.31)$$

Consideram-se também duas referências girantes dq^n e dq^m , nas quais as posições angulares são $n\theta'$ e $m\theta'$ respectivamente, onde θ' é o ângulo da malha da estrutura de PLL. Considerando a estrutura de controle ajustada e sincronizada na frequência da rede, $\theta' = \omega t$, com ω

sendo a frequência fundamental da rede, o vetor da equação (4.31) pode ser expresso também em coordenadas síncronas, conforme equações (4.32) e (4.33).

$$v_{dq}^n = \underbrace{\begin{bmatrix} \bar{v}_d^n \\ \bar{v}_q^n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{v}_d^n \\ \tilde{v}_q^n \end{bmatrix}}_{\text{Termos CC}} = \frac{V^n \begin{bmatrix} \cos(\varphi^n) \\ \sin(\varphi^n) \end{bmatrix}}{\text{Termos CC}} + \underbrace{V^m \cos(\varphi^m) \begin{bmatrix} \cos((n-m)\omega t) \\ -\sin((n-m)\omega t) \end{bmatrix} + V^m \sin(\varphi^m) \begin{bmatrix} \sin((n-m)\omega t) \\ \cos((n-m)\omega t) \end{bmatrix}}_{\text{Termos CA}} \quad (4.32)$$

$$v_{dq}^m = \underbrace{\begin{bmatrix} \bar{v}_d^m \\ \bar{v}_q^m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{v}_d^m \\ \tilde{v}_q^m \end{bmatrix}}_{\text{Termos CC}} = \frac{V^m \begin{bmatrix} \cos(\varphi^m) \\ \sin(\varphi^m) \end{bmatrix}}{\text{Termos CC}} + \underbrace{V^n \cos(\varphi^n) \begin{bmatrix} \cos((n-m)\omega t) \\ \sin((n-m)\omega t) \end{bmatrix} + V^n \sin(\varphi^n) \begin{bmatrix} -\sin((n-m)\omega t) \\ \cos((n-m)\omega t) \end{bmatrix}}_{\text{Termos CA}} \quad (4.33)$$

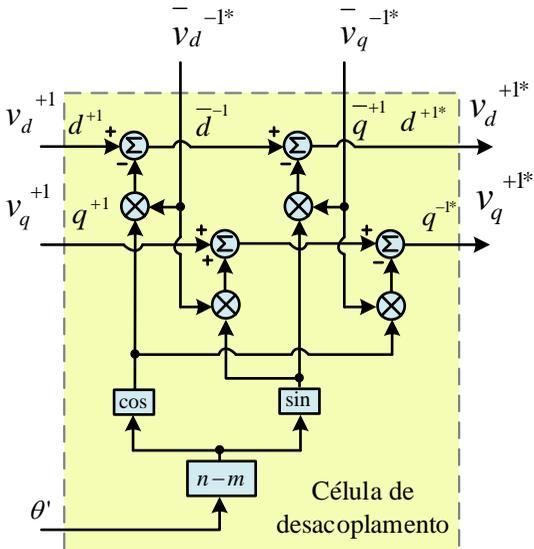
A amplitude dos termos CA em coordenadas dq^n dependem de termos CC dos sinais no eixo dq^m e vice-versa. De modo a cancelar as oscilações causadas pelo vetor v^m nos eixos dq^n a célula de desacoplamento da Figura 40 (a) pode ser empregada. Para cancelar as oscilações causadas por v^n nos eixos dq^m , a mesma célula pode ser empregada, alternando os termos n e m entre si.

A Figura 40 (b) apresenta a estrutura de desacoplamento cruzado, utilizada para eliminar o efeito dos termos CC nas componentes de sequência positiva e negativa em eixos síncronos, com $n = 1$ e $m = -1$. Essa rede desacopla as componentes de sequência positiva e negativa, o que é uma ferramenta muito útil para estruturas de sincronização de conversores a rede. Essa rede também pode ser utilizada para desacoplar outras frequências e sequências simplesmente ajustando os valores de n e m .

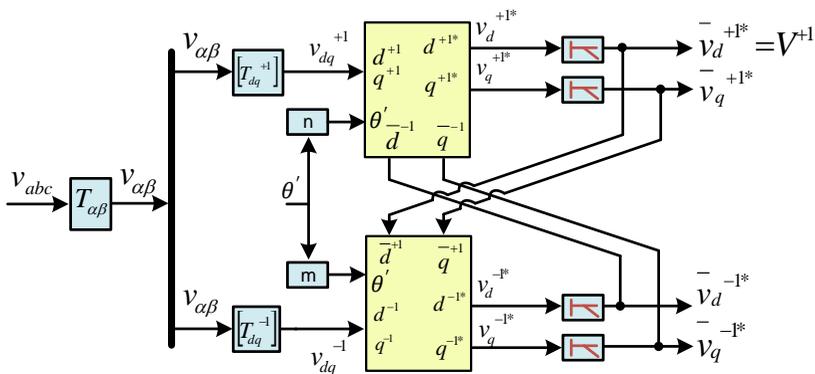
Os componentes CC estimados são \bar{v}_{dm}^* , \bar{v}_{qm}^* , \bar{v}_{dn}^* e \bar{v}_{qn}^* e o bloco LPF é um filtro passa baixas. A função de transferência do filtro passa-baixas é dada pela equação (4.34). A frequência de corte do filtro passa-baixas pode ser ajustada de acordo com a Figura 41, onde ω é a frequência da rede em radianos.

$$G(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \quad (4.34)$$

Figura 40: Célula de desacoplamento da DDSRF-PLL.

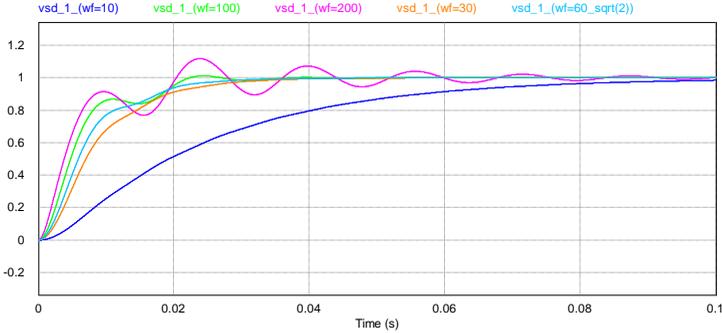


a) Célula de desacoplamento.



b) Estrutura DSRF com $n=+1$ e $m=-1$.

Figura 41: Resposta ao degrau de \bar{v}_{d+1}^* para diferentes valores de ω_f .



4.4.2 Análise do DDSRF

O vetor de tensões desequilibradas, considerando as componentes de sequência na frequência fundamental, pode ser expresso em eixos estacionários e síncronos genericamente como:

$$\begin{aligned}
 v_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = v_{\alpha\beta}^{+1} + v_{\alpha\beta}^{-1} \\
 &= V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi^{+1}) \\ \sin(\omega t + \varphi^{-1}) \end{bmatrix} + V^m \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \varphi^{-1}) \\ \sin(-\omega t + \varphi^{-1}) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.35}$$

$$\begin{aligned}
 v_{dq}^{+1} &= \begin{bmatrix} v_d^{+1} \\ v_q^{+1} \end{bmatrix} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\varphi^{+1}) \\ \sin(\varphi^{+1}) \end{bmatrix} \\
 &+ V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) & \sin(2\omega t) \\ -\sin(2\omega t) & \cos(2\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\varphi^{-1}) \\ \sin(\varphi^{-1}) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.36}$$

$$\begin{aligned}
 v_{dq}^{-1} &= \begin{bmatrix} v_d^{-1} \\ v_q^{-1} \end{bmatrix} = V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(\varphi^{-1}) \\ \sin(\varphi^{-1}) \end{bmatrix} \\
 &+ V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) & -\sin(2\omega t) \\ \sin(2\omega t) & \cos(2\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\varphi^{+1}) \\ \sin(\varphi^{+1}) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.37}$$

Observa-se nas equações (4.36) e (4.37) que os termos CA em dq^{+1} são resultados dos termos CC de dq^{-1} multiplicados por uma

matriz de rotação com frequência em $2\omega t$. A mesma conclusão pode ser observada para os termos de dq^{-1} . A matriz rotacional no dobro da frequência fundamental pode ser expressa como:

$$[T_{dq}^{+2}] = [T_{dq}^{-2}]^T = \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) & \sin(2\omega t) \\ -\sin(2\omega t) & \cos(2\omega t) \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

Assim, a equações (4.36) e (4.37) podem ser reescritas conforme:

$$v_{dq}^{+1} = \begin{bmatrix} v_d^{+1} \\ v_q^{+1} \end{bmatrix} = \bar{v}_{dq}^{+1} + [T_{dq}^{+2}]\bar{v}_{dq}^{-1} \quad (4.39)$$

$$v_{dq}^{-1} = \begin{bmatrix} v_d^{-1} \\ v_q^{-1} \end{bmatrix} = \bar{v}_{dq}^{-1} + [T_{dq}^{-2}]\bar{v}_{dq}^{+1} \quad (4.40)$$

onde

$$\bar{v}_{dq}^{+1} = \begin{bmatrix} \bar{v}_d^{+1} \\ \bar{v}_q^{+1} \end{bmatrix} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\varphi^{+1}) \\ \sin(\varphi^{+1}) \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

$$\bar{v}_{dq}^{-1} = \begin{bmatrix} \bar{v}_d^{-1} \\ \bar{v}_q^{-1} \end{bmatrix} = V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(\varphi^{-1}) \\ \sin(\varphi^{-1}) \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

representam a amplitude das componentes de sequência das tensões aplicadas nas entradas do bloco DDSRF. Pode ser visto em (4.39) e (4.40) que a relação entre as componentes de sequência positiva e negativa são dadas por:

$$v_{dq}^{+1} = [T_{dq}^{+2}]v_{dq}^{-1} \quad (4.43)$$

$$v_{dq}^{-1} = [T_{dq}^{-2}]v_{dq}^{+1} \quad (4.44)$$

Como resultado, os valores estimados de saída do bloco DDSRF podem ser expressos como:

$$\bar{v}_{dq^{+1}}^* = \begin{bmatrix} \bar{v}_d^{*+1} \\ \bar{v}_q^{*+1} \end{bmatrix} = [F]\{v_{dq}^{+1} - [T_{dq}^{+2}]\bar{v}_{dq^{-1}}^*\} \quad (4.45)$$

$$\vec{v}_{dq}^*_{d_{q^{-1}}} = \begin{bmatrix} v_d^{-1} \\ v_q^{-1} \end{bmatrix} = [F] \{ v_{dq}^{-1} - [T_{dq}^{-2}] \vec{v}_{dq}^*_{d_{q^{+1}}} \} \quad (4.46)$$

Onde

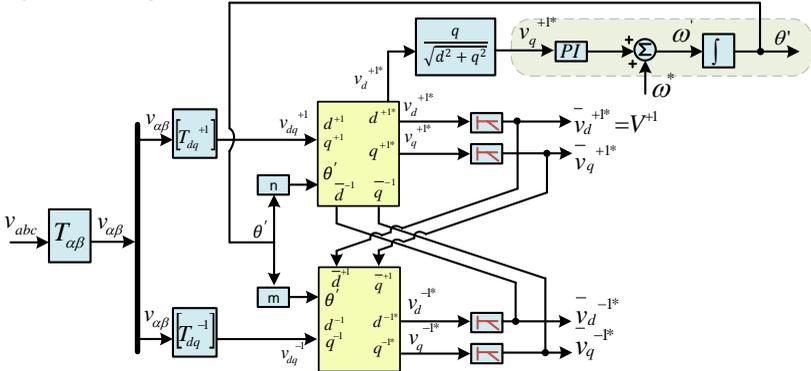
$$[F] = \begin{bmatrix} LPF(S) & 0 \\ 0 & LPF(S) \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

A função de transferência do bloco DDSRF pode ser consultada em [66].

4.4.3 Análise de desempenho da DDSRF-PLL

O diagrama de blocos da DDSRF-PLL é apresentado na Figura 42. De modo a avaliar a estrutura, uma série de simulações foram realizadas. Primeiramente, uma análise em regime permanente para avaliação do tempo de sincronização da estrutura em condições de rede equilibrada é realizada. Após, a estrutura é avaliada na presença de uma rede distorcida, com componentes comumente presentes nas tensões trifásicas da rede elétrica. Por fim, alguns afundamentos de tensão são gerados para avaliar o desempenho dinâmico da estrutura.

Figura 42: Diagrama de bloco da DDSRF-PLL com $n = +1$ e $m = -1$.



A Figura 43 apresenta as tensões no ponto de conexão (V_a , V_b , V_c), o ângulo θ_{PLL} , a frequência f em Hz, e as componentes de sequência detectadas pelo bloco DSRF $\vec{v}_{d^{+1}}^*$, $\vec{v}_{q^{+1}}^*$, $\vec{v}_{d^{-1}}^*$ e $\vec{v}_{q^{-1}}^*$. Os parâmetros utilizados para a simulação são apresentados na Tabela 7. Observa-se um tempo de sincronização para esses parâmetros menor do que 25 ms. Com aproximadamente 1,5 ciclos da frequência fundamental, o

DDSRF-PLL já apresenta os valores de fase e amplitude das componentes de sequência sincronizadas e no valor nominal.

O mesmo teste é realizado com tensões de alimentação trifásicas distorcidas pelas harmônicas de 5° e 7° ordem, com amplitudes de 10% da componente fundamental cada, sendo a tensão de sincronismo dada por (4.27). Observa-se na Figura 44 que a estrutura tem boa rejeição a harmônicos.

O próximo teste realizado é para verificar o desempenho da DDSRF-PLL em condições de falta na rede elétrica. São analisadas as respostas dinâmicas para situações de afundamentos de tensão do tipo A, B e C. A Figura 45 apresenta a resposta dinâmica da PLL para uma falta tipo A, um afundamento trifásico de 80% da tensão nominal.

Observa-se um grande transitório na medição da fase de sequência positiva e na medição de frequência, que apresenta uma variação maior que 20 Hz. Todavia as medições são reestabelecidas em um período e meio da rede. O cálculo das componentes de sequência apresenta resposta satisfatória, bem amortecida, atingindo o novo valor de regime em um período da rede. Observa-se que as componentes de sequência negativa não estão presentes nesse tipo de afundamento.

A Figura 46 apresenta a resposta dinâmica da PLL para uma falta tipo B, um afundamento fase-terra de 80% da tensão nominal da fase A. Observa-se um transitório na medição da fase de sequência positiva e na medição de frequência, agora com uma pequena variação de 4 Hz, sendo rapidamente reestabelecidas em um período da rede. O cálculo das componentes de sequência também apresenta resposta satisfatória, atingindo o novo valor de regime em um período da rede. Observa-se que as componentes de sequência negativa estão presentes nesse tipo de afundamento.

A Figura 47 apresenta a resposta dinâmica da PLL para uma falta tipo C, um afundamento fase-fase de 80% da tensão nominal da fase A e B. Observa-se um transitório na medição da fase de sequência positiva e na medição de frequência, com uma variação significativa de 8 Hz, sendo reestabelecidas em um período e meio da rede. O cálculo das componentes de sequência também apresenta resposta satisfatória, atingindo o novo valor de regime em um período da rede. Observa-se que as componentes de sequência negativa estão presentes nesse tipo de afundamento.

Tabela 7: Parâmetros de simulação da DDSRF-PLL.

Descrição	Parâmetro	Valor
Tensão RMS (Linha)	V_{RMS}	380 V
Tensão de pico (Fase)	V	311 V
Frequência	f	60 Hz
Ganho proporcional do controlador PI	k_p	200
Ganho integral do controlador PI	k_i	0.01
Frequência de corte do filtro passa baixas	f_c	$60/\sqrt{2}$

Figura 43: Avaliação do tempo de sincronização do DDSRF-PLL.

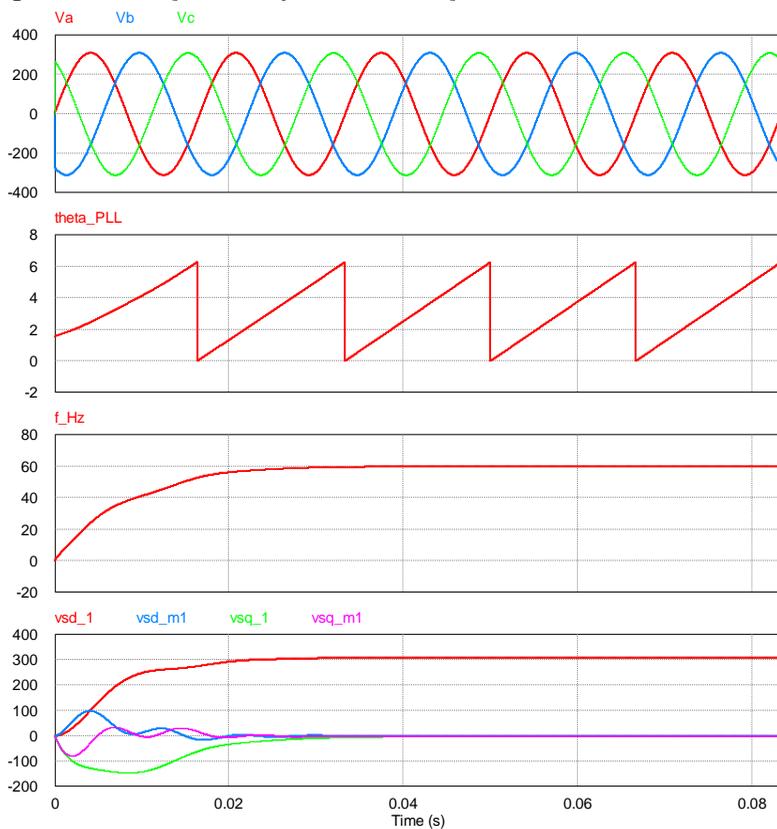


Figura 44: Avaliação do tempo de sincronização do DDSRF-PLL com tensões distorcidas por componentes harmônicos de 5° e 7° ordem.

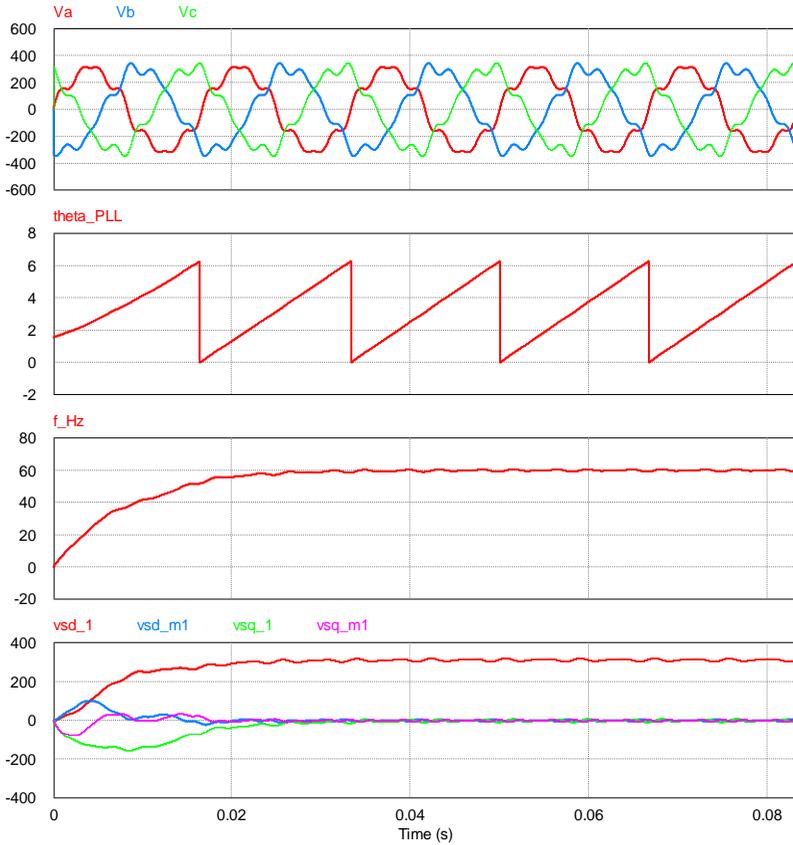


Figura 45: Avaliação da resposta dinâmica da DDSRF-PLL para um afundamento tipo A com $\vec{D} = 0,2\angle 0^\circ$.

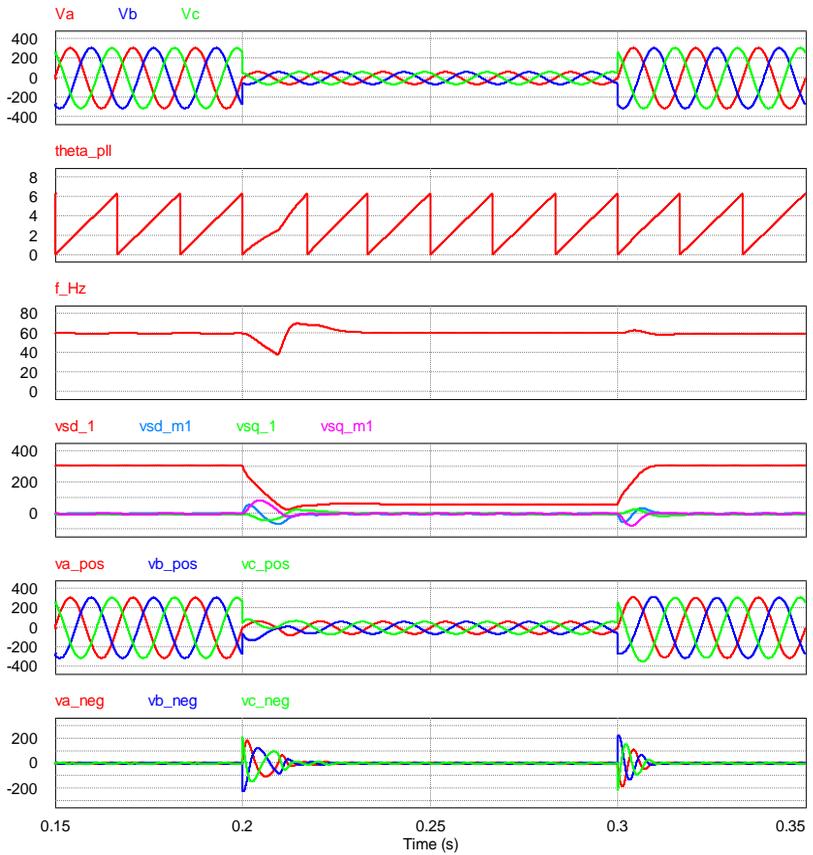


Figura 46: Avaliação da resposta dinâmica da DDSRF-PLL para um afundamento tipo B com $\vec{D} = 0,2\angle 0^\circ$.

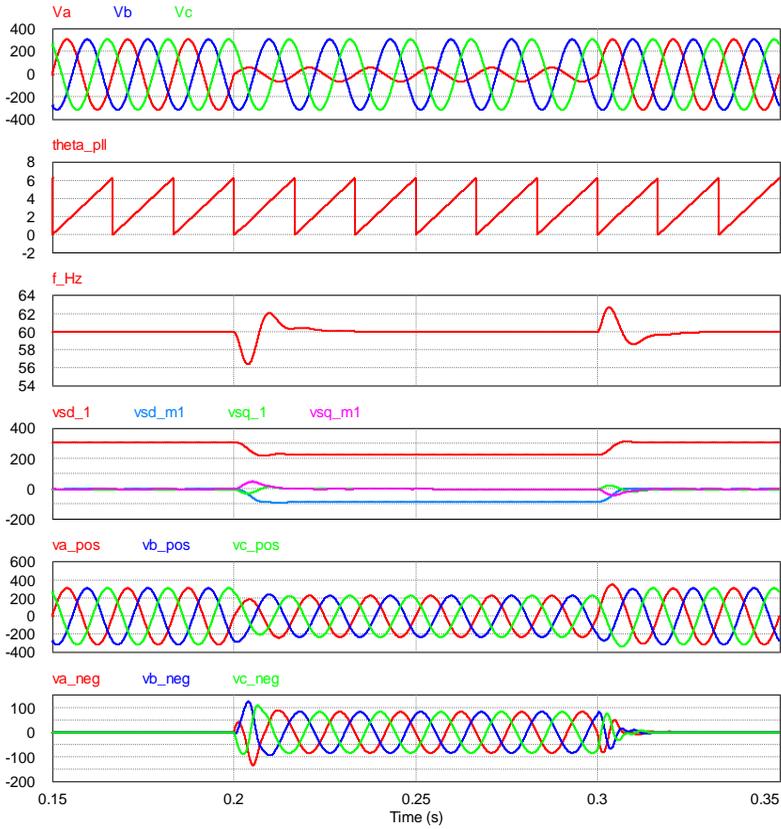
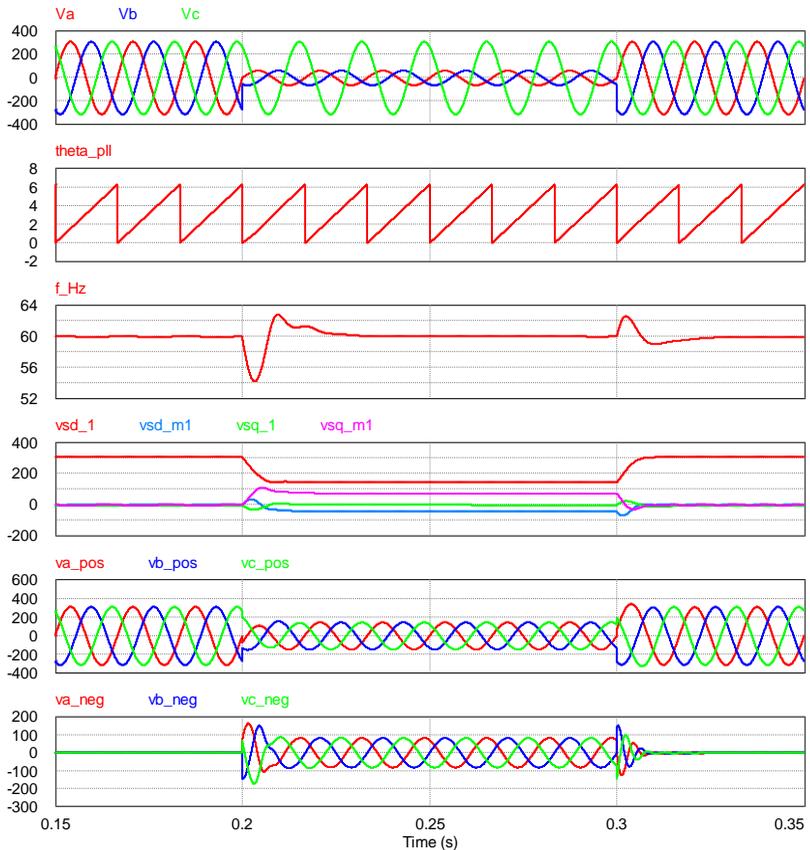


Figura 47: Avaliação da resposta dinâmica da DDSRF-PLL para um afundamento tipo C com $\vec{D} = 0,2\angle 0$.



Pode-se concluir que esse tipo de estrutura de PLL é bastante efetiva e indicada para utilização em sistemas de controle e sincronização de conversores conectados à rede. Apresenta uma resposta dinâmica satisfatória para transientes de tensão resultados de faltas na rede tanto simétricas como assimétricas. Também, apresenta alta rejeição de componentes harmônicos de ordem superior à fundamental. Como ponto negativo, apresenta uma variação significativa de frequência quando sujeita a variações bruscas de tensão.

4.5 FLL DE INTEGRADOR DUPLO GENERALIZADO DE SEGUNDA ORDEM

A FLL baseada em integrador duplo generalizado de segunda ordem (*Double Second Order Generalized Integrator – DSOGI*) foi implementada e revisada em [67], [68] e [69]. A estrutura de FLL (*Frequency Locked Loop*) é baseada no integrador generalizado de segunda ordem (SOGI) e utiliza filtros adaptativos para encontrar os componentes simétricos de forma instantânea. Além disso, emprega uma estrutura de rastreamento de frequência em malha fechada.

Um vetor v_{abc} que consiste de três componentes desbalanceados pode ser expresso na sua notação em função do tempo t , por meio da transformação de *Lyon*, um caso especial da matriz de transformação de *Fortescue* [70]. De acordo com esse método, o vetor v_{abc} pode ser dividido em três componentes instantâneos, obedecendo a relação $v_{abc} = v_{abc}^+ + v_{abc}^- + v_{abc}^0$. Os componentes de sequência podem ser calculados conforme:

$$v_{abc}^+ = [T_+][v_{abc}] = \begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

$$v_{abc}^- = [T_-][v_{abc}] = \begin{bmatrix} v_a^- \\ v_b^- \\ v_c^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

$$v_{abc}^0 = [T_0][v_{abc}] = \begin{bmatrix} v_a^0 \\ v_b^0 \\ v_c^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

sendo $a = 1\angle 120^\circ$.

O termo a representa um deslocamento no tempo de 120° elétricos na frequência fundamental e é um caso particular do operador de *Fortescue*. Os componentes de sequência de v_{abc} podem ser expressos em coordenadas $\alpha\beta$ pela transformada de Clarke, conforme:

$$v_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}][v_{abc}^+] \quad (4.51)$$

$$v_{\alpha\beta}^- = [T_{\alpha\beta}][v_{abc}^-] \quad (4.52)$$

Substituindo as equações e (4.48) e (4.49) nas equações (4.51) e (4.52), tem-se:

$$v_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}][T_+][v_{abc}] \quad (4.53)$$

$$v_{\alpha\beta}^- = [T_{\alpha\beta}][T_-][v_{abc}] \quad (4.54)$$

Aplicando a transformada inversa de Clarke, tem-se

$$v_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}][T_+][T_{\alpha\beta}]^{-1} v_{\alpha\beta} \quad (4.55)$$

$$v_{\alpha\beta}^- = [T_{\alpha\beta}][T_-][T_{\alpha\beta}]^{-1} v_{\alpha\beta} \quad (4.56)$$

Realizando as operações matriciais, obtém-se

$$v_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}^+]v_{\alpha\beta}; [T_{\alpha\beta}^+] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

$$v_{\alpha\beta}^- = [T_{\alpha\beta}^-]v_{\alpha\beta}; [T_{\alpha\beta}^-] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} \quad (4.58)$$

Sendo $q = e^{-j\pi/2}$ um operador de deslocamento de 90° elétricos no domínio do tempo e é utilizado para obter-se um vetor em quadratura com as formas de onda de entrada.

4.5.1 Estrutura da DSOGI-FLL

Na estrutura DSOGI, o operador de deslocamento angular q é implementado utilizando a estrutura conhecida como SOGI-GSG (*Second Order Generalized Integrator – Quadrature Signal Generator*). Essa estrutura apresenta uma alta rejeição a distorções causadas por harmônicos de alta ordem.

A estrutura DSOGI é apresentada na Figura 48. São empregados dois blocos SOGI-QSGs, responsáveis por gerar dois componentes em quadratura para as componentes $\alpha\beta$ do vetor de tensão de entrada do bloco, sendo esses componentes em quadratura representados por v'_α e

v'_β . Esses sinais são entradas do bloco de cálculo dos componentes de sequência PNSC (*Positive Negative Sequence Calculation*). De modo a tornar as estruturas SOGI-QSGs estrutura adaptativa em frequência é necessária uma malha de frequência, conhecida como FLL.

O ganho dessa malha deve ser normalizado de acordo com a amplitude do sinal de entrada de modo a obter uma resposta linear da malha de frequência adaptativa. Os erros de frequência são gerados através dos blocos QSGs e os sinais em funções das coordenadas $\alpha\beta$ são combinados para obter-se um erro médio para a malha, conforme a equação (4.59).

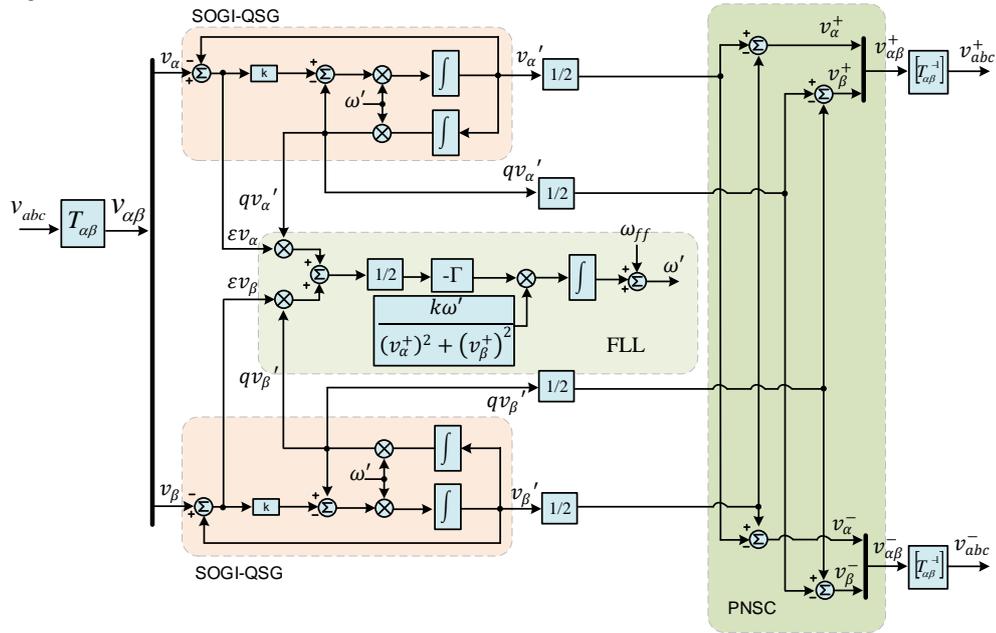
$$\varepsilon_f = \frac{\varepsilon_f(\alpha) + \varepsilon_f(\beta)}{2} = \frac{1}{2}(\varepsilon_\alpha q v'_\alpha + \varepsilon_\beta q v'_\beta) \quad (4.59)$$

O ganho da malha FLL é normalizado utilizando a raiz quadrada das amplitudes das sequências positiva e negativa, o que resulta em uma resposta exponencial de primeira ordem linearizada. Essa estrutura permite o desacoplamento das componentes de sequência assim como a medição da frequência da rede, que são as variáveis de interesse para os algoritmos de controle do conversor conectado à rede elétrica. A amplitude e fase dos componentes simétricos podem ser calculados conforme as equações (4.60) e (4.61).

$$|v'| = \sqrt{(v'_\alpha)^2 + (v'_\beta)^2} \quad (4.60)$$

$$\theta' = \tan^{-1} \frac{v'_\beta}{v'_\alpha} \quad (4.61)$$

Figura 48: Estrutura DSOGI.



4.5.2 Análise de desempenho do DSOGI-FLL

De modo a avaliar a estrutura, uma série de simulações foram realizadas. Primeiramente, é realizada uma análise em regime permanente para avaliação do tempo de sincronização da estrutura em condições de rede equilibrada. Após, a estrutura é avaliada na presença de uma rede distorcida, com componentes comumente presentes nas tensões trifásicas da rede elétrica. Por fim, alguns afundamentos de tensão são gerados para avaliar o desempenho dinâmico da estrutura.

A Figura 49 apresenta as tensões no ponto de conexão (V_a , V_b , V_c), o ângulo θ_{PLL} , a frequência f em Hz, e as componentes de sequência detectadas pelo bloco PNCS do DSOGI-FLL ($v_{\alpha+1}$, $v_{\beta+1}$, $v_{\alpha-1}$ e $v_{\beta-1}$). Os parâmetros utilizados para a simulação são apresentados na Tabela 8. Observa-se um tempo de sincronização para esses parâmetros menor do que 16 ms. Com aproximadamente 1,5 ciclos da frequência fundamental, o DSOGI-FLL já apresenta os valores de fase e amplitude das componentes de sequência positiva sincronizados e no valor nominal. Já a medição de frequência é mais lenta e estabiliza no valor nominal em 4 ciclos.

O mesmo teste é realizado com tensões de alimentação trifásicas distorcidas pelas harmônicas de 5° e 7° ordem, com amplitudes de 10% da componente fundamental cada, sendo a tensão de sincronismo dada por (4.27). Observa-se na Figura 50 que a estrutura tem boa rejeição à harmônicos de alta ordem. O próximo teste realizado é para verificar o desempenho da DSOGI-FLL em condições de falta na rede elétrica. São analisadas as respostas dinâmicas para situações de afundamentos de tensão do tipo A, B e C.

A Figura 51 apresenta a resposta dinâmica da FLL para uma falta tipo A e um afundamento trifásico de 80% da tensão nominal. Observa-se um transitório na medição da fase de sequência positiva e na medição de frequência, com uma variação de 4 Hz, sendo reestabelecidas em dois períodos da rede. O cálculo das componentes de sequência também apresenta resposta satisfatória, atingindo o novo valor de regime em um período da rede. Observa-se que as componentes de sequência negativa não estão presentes nesse tipo de afundamento.

A Figura 52 apresenta a resposta dinâmica da FLL para uma falta tipo B, um afundamento fase-terra de 80% da tensão nominal da fase A. Observa-se um transitório na medição da fase de sequência positiva e na medição de frequência, com variação menor que 1 Hz, sendo reestabelecidas em dois períodos da rede. O cálculo das componentes de

sequência também apresenta resposta satisfatória, atingindo o novo valor de regime em meio período da rede. Observa-se que as componentes de sequência negativa estão presentes nesse tipo de afundamento.

A Figura 53 apresenta a resposta dinâmica da FLL para uma falta tipo C, um afundamento fase-fase de 80% da tensão nominal da fase A e B. Observa-se um transitório na medição da fase de sequência positiva e na medição de frequência, com variação de 2 Hz, sendo reestabelecidas em dois períodos da rede. O cálculo das componentes de sequência também apresenta resposta satisfatória, atingindo o novo valor de regime em um período da rede. Observa-se que as componentes de sequência negativa estão presentes nesse tipo de afundamento.

Tabela 8: Parâmetros de simulação da DSOGI-FLL.

Descrição	Parâmetro	Valor
Tensão RMS (Linha)	V_{RMS}	380 V
Tensão de pico (Fase)	V	311 V
Frequência	f	60 Hz
Ganho proporcional da FLL	Γ	-50
Ganho proporcional d SOGI-QQSG	k	1.4142

Figura 49: Resposta dinâmica da DSOGI-FLL.

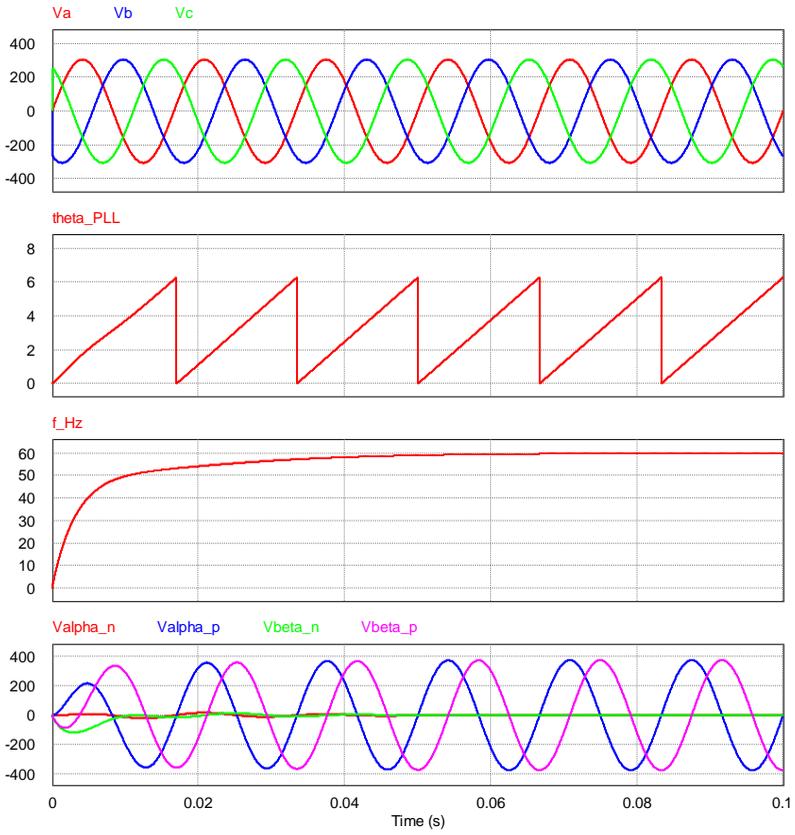


Figura 50: Resposta dinâmica da DSOGI-FLL para tensões de sincronismo distorcidas com 5° e 7° harmônicas

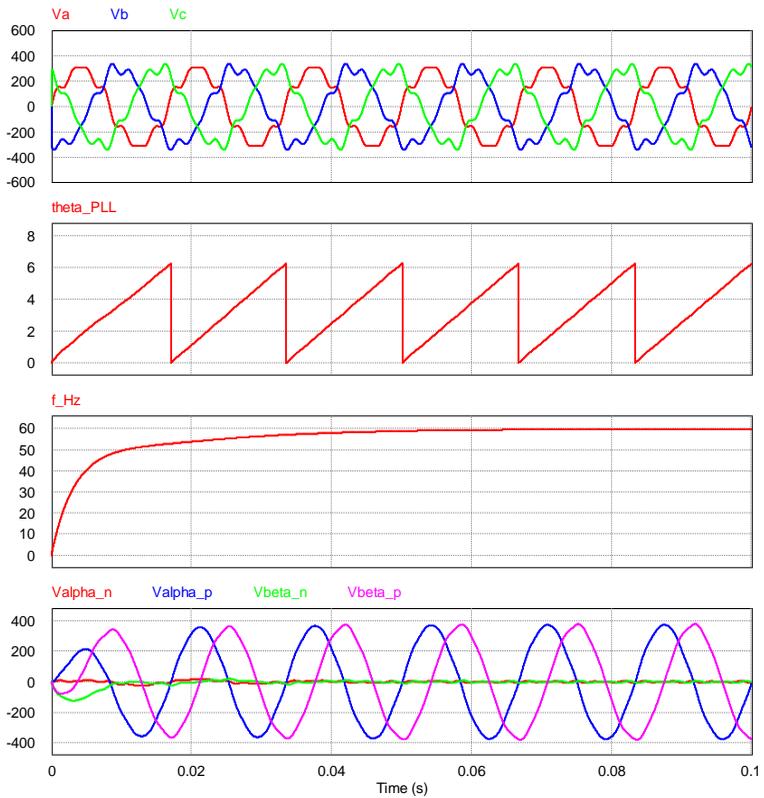


Figura 51: Resposta dinâmica da DSOGI-FLL para afundamentos de tensão do tipo A.

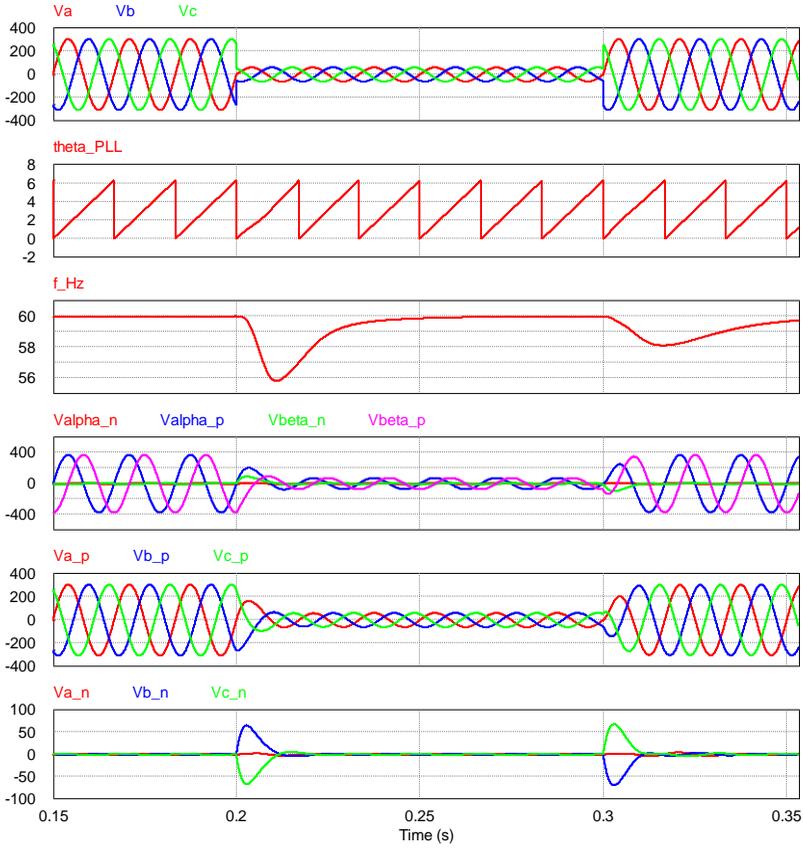


Figura 52: Resposta dinâmica da DSOGI-FLL para afundamentos de tensão do tipo B.

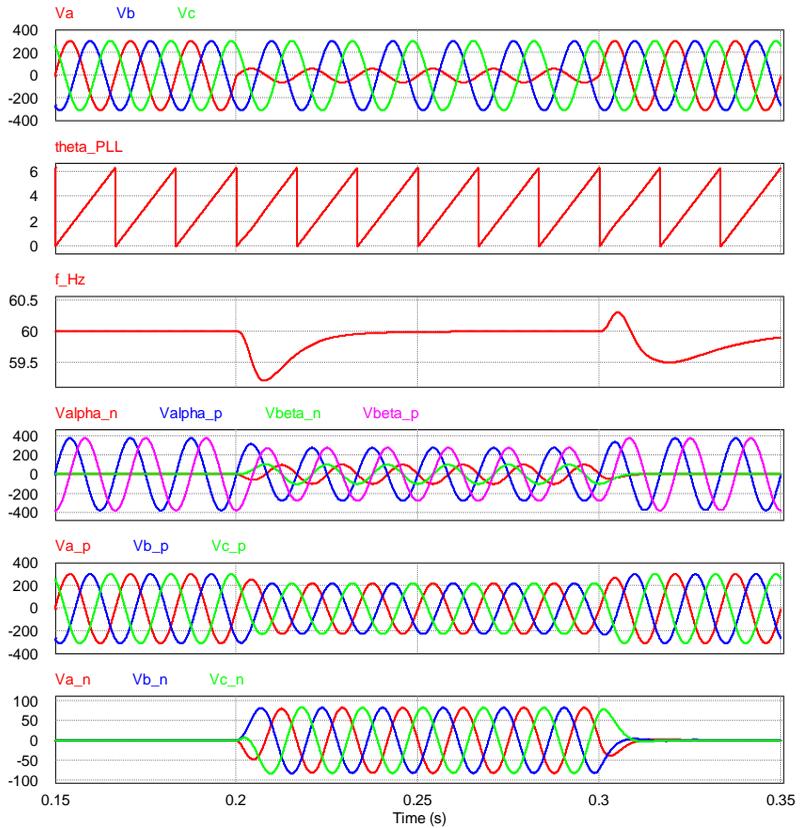
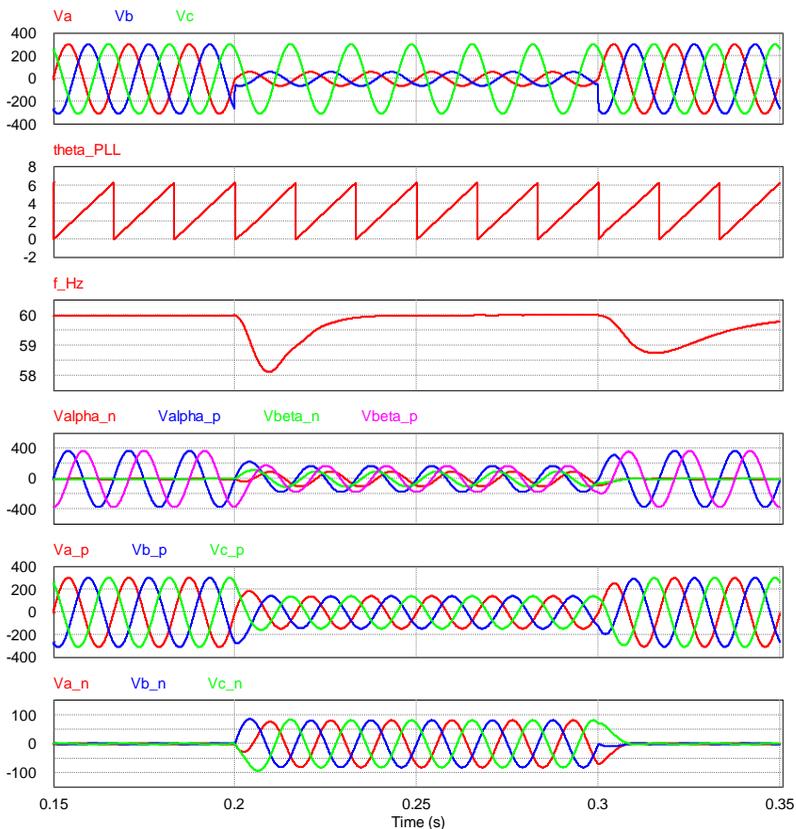


Figura 53: Resposta dinâmica da DSOGI-FLL para afundamentos de tensão do tipo C.



4.6 CONCLUSÕES

Nesse Capítulo foi realizado um estudo sobre afundamentos de tensão onde foram classificados em função das tensões resultantes no PCC. Foi demonstrado que a sincronização de conversores trifásicos necessita de sistemas de detecção e sincronização avançados, com o objetivo de rejeitar harmônicos de alta ordem e identificar as componentes de sequência das tensões de maneira rápida e precisa. Diferentes abordagens foram testadas e comparadas apresentando vantagens e desvantagens de cada método.

Pode-se concluir que a estrutura de DSOGI-FLL é bastante efetiva e indicada para utilização em sistemas de controle e sincronização de conversores conectados à rede, assim como a estrutura DDSRF-PLL. Ambas apresentam uma resposta dinâmica satisfatória para transientes de tensão resultados de faltas na rede tanto simétricas como assimétricas. Também, apresentam alta rejeição a componentes harmônicos de ordem superior a fundamental.

Quando comparada com a estrutura a DDSRF-PLL, a DSOGI-FLL apresenta uma resposta mais lenta quanto à medição de frequência, entretanto, menos oscilatória quando à medição de fase e mais robusta às variações bruscas de tensão. Outra vantagem, é a implementação mais simples, necessitando menos esforço computacional. Ambas tem desempenho similar e podem ser escolhidas de modo a compatibilizar com a implementação da malha de corrente, que pode ser projetada em coordenadas estacionárias ou síncronas.

5 CONTROLE DE INVERSORES PWM CONECTADOS À REDE DURANTE AFUNDAMENTOS DE TENSÃO

A teoria clássica de controle de inversores PWM conectados à rede abrange também os inversores para aplicações em energia eólica, assim como inversores para aplicações solar fotovoltaicas e em GD em geral. A estrutura de controle normalmente visa o controle de tensão do barramento CC assim como o controle da corrente injetada na rede, através do filtro LCL [71].

Existem diversas abordagens de controle e diversas estruturas de controladores que podem ser empregadas, tais como controle em coordenadas síncronas, coordenadas estacionárias, controladores por histerese, controladores *deadbeat*, etc. Em [72], é apresentado uma visão geral sobre algumas das principais técnicas de controle e sobre alguns métodos de sincronização para inversores conectados à rede. Nessa dissertação é realizada uma comparação do controle em coordenadas síncronas e em coordenadas estacionárias.

A Figura 54 apresenta um diagrama de blocos genérico do sistema de controle do inversor PWM. Primeiramente, a referência de tensão do barramento CC é recebida pelo bloco de controle de tensão. Esse bloco é responsável por regular a tensão do banco de capacitores no nível especificado pela referência. A saída do bloco de controle de tensão é uma referência de corrente.

A partir da referência de corrente calculada, o bloco de controle de corrente é responsável por regular a corrente do inversor de tal forma que o fluxo de potência seja de acordo com o desejado. Como consequência, se o fluxo de potência é equilibrado, $P_{in} = P_{out}$, desprezando-se as perdas do sistema, a tensão do barramento CC será constante. Na sequência, as malhas de corrente do inversor são discutidas.

O modo de controle mais difundido na indústria é conhecido como VOC (*Voltage Oriented Control*) em coordenadas síncronas, Figura 55. As principais vantagens dessa estratégia de controle são: fácil implementação, lei de controle simplificada (Controladores PI), desacoplamento do controle de potência ativa e controle de potência reativa e vasta revisão bibliográfica existente.

As principais desvantagens dessa estratégia são: não é possível controlar separadamente as correntes de sequência positiva e sequência negativa e em casos de LVRT, o sistema de controle pode tornar-se instável. Logo, uma estrutura de controle que atenda as especificações

de LVRT deve ser empregada para controlar as correntes injetadas na rede.

Figura 54: Diagrama de blocos genérico do sistema de controle do VSI trifásico conectado à rede.

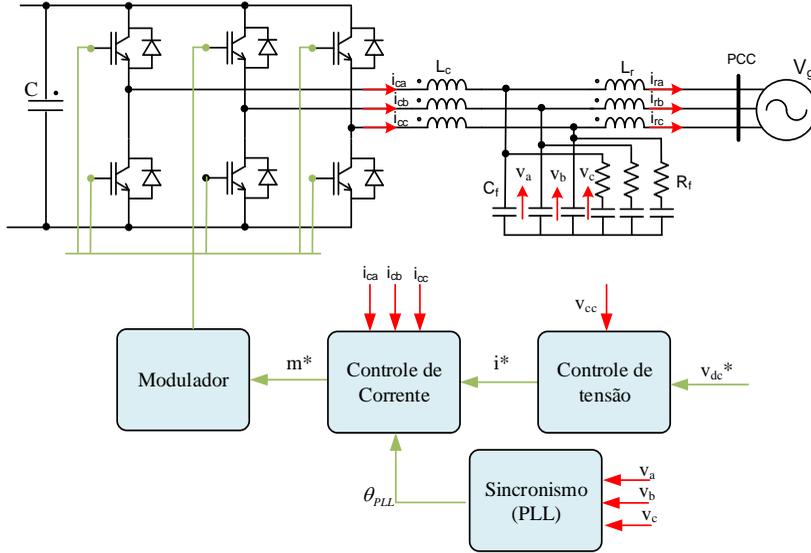
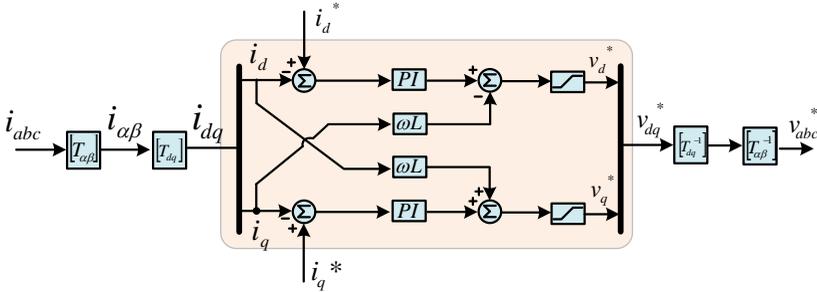


Figura 55: Estrutura de controle VOC clássica.



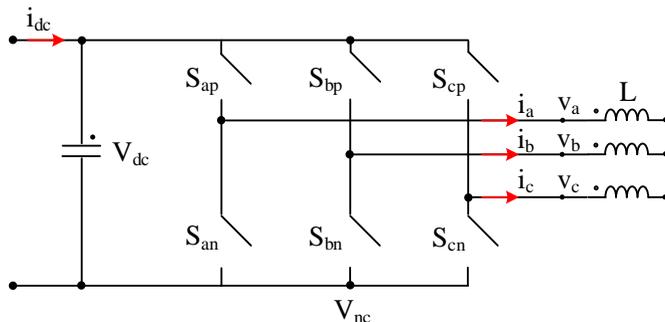
O objetivo desse trabalho é projetar e implementar um sistema de controle para um inversor trifásico conectado à rede elétrica. Para realizar o projeto de controle do inversor, é necessário obter as funções de transferência que relacionam as variáveis de estado e as entradas de controle. A topologia de inversor escolhida é a topologia VSI de dois níveis. A próxima seção traz a modelagem matemática do VSI.

5.1 MODELAGEM DO VSI

O VSI, Figura 56, é uma topologia conhecida e amplamente utilizada pela indústria nas mais diversas aplicações, como em aerogeradores, inversores solar, sistemas tração, filtros ativos, dentre outros. A topologia apresenta como características, dois níveis em sua tensão de fase, três níveis nas suas tensões de linha, reversibilidade do fluxo de potência por ser bidirecional em corrente.

A topologia tem comportamento tipo *buck* quando opera como inversor e tipo *boost* quando opera como retificador. Como requisito de operação, necessita cuidados especiais para que os dois interruptores do mesmo braço não conduzam corrente simultaneamente. Nesse caso, um curto-circuito no barramento CC ocorre. A modelagem a seguir é adaptada de [73].

Figura 56: Topologia do VSI.



A função de comutação de um interruptor genérico, s_{xy} , pode ser definida como

$$s_{xy} = \begin{cases} 0, & \text{se } s_{xy} \text{ está bloqueado} \\ 1, & \text{se } s_{xy} \text{ está conduzindo} \end{cases} \quad (5.1)$$

com $x \in \{a, b, c\}$ e $y \in \{p, n\}$. Considerando a restrição de operação da topologia, tem-se que :

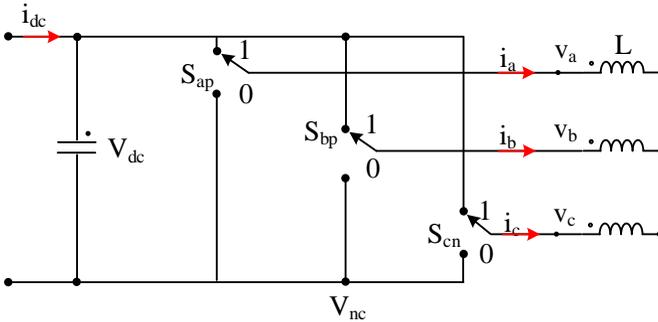
$$s_{xp} + s_{xn} = 1 \quad (5.2)$$

Uma forma de interpretar a equação (5.3) é de forma binária, onde a função de comutação pode ser reescrita conforme (5.4). Logo, pode-se substituir os interruptores da Figura 56 por sua função de comutação equivalente, conforme Figura 57. Assim, a tensão entre o ponto x e o ponto n da topologia, pode ser calculada conforme (5.4).

$$s_x = s_{xp} = 1 - s_{xn} \quad (5.3)$$

$$v_{xn} = s_x \cdot V_{dc} \quad (5.4)$$

Figura 57: Topologia do VSI considerando uma função de comutação por fase.



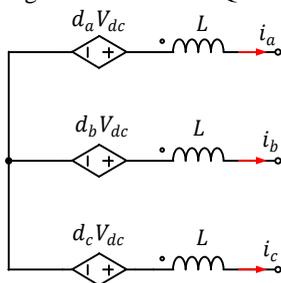
Para obter o modelo médio do inversor, contendo apenas o conteúdo de baixa frequência, calcula-se o valor médio da função de comutação dentro de um período de comutação. O valor médio quase instantâneo (VMQI) pode ser definido como

$$d_x = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t s_x(\tau) d\tau \quad (5.5)$$

onde T_s é o período de comutação.

Considerando os valores médios das funções de comutação dos interruptores, podem-se substituir os interruptores por fontes de tensão controladas equivalentes, Figura 58.

Figura 58: Modelo VQMI do VSI.



O modelo médio quase instantâneo da Figura 58 relaciona o valor médio da tensão sintetizada pelo inversor com a função de comutação. Para completar a modelagem dinâmica, deve-se considerar a interação com o filtro utilizado e com a rede elétrica.

5.2 MODELAGEM DO FILTRO LCL

O filtro LCL é o filtro mais utilizado para realizar interface de inversores fonte de tensão com a rede elétrica. Tem como principal característica uma atenuação de 60 dB por década, devido a sua estrutura de terceira ordem, ou quarta ordem quando utiliza amortecimento passivo.

Como vantagem em relação ao filtro L, apresenta maior atenuação quanto ao conteúdo de alta frequência, possui uma resposta dinâmica melhorada em termos de controle, proporcionando uma maior largura de banda para o controlador empregado, porém, com uma estratégia de controle empregada mais complexa. Além disso, para uma determinada atenuação quando comparado ao filtro L tem-se um volume de filtro reduzido em aproximadamente um terço. Algumas referências para projeto do filtro LCL são [74] e [75].

A presença do capacitor C_f no filtro LCL provoca uma ressonância que amplifica as componentes harmônicas de corrente que estão localizadas na frequência de ressonância do filtro. A frequência de ressonância do filtro LCL é dada por (5.6).

$$f_{LCL} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_c + L_r}{L_c L_r C_f}} \quad (5.6)$$

Um circuito RC de amortecimento passivo pode ser adicionado para tornar o sistema menos oscilatório e facilitar o projeto do sistema de controle.

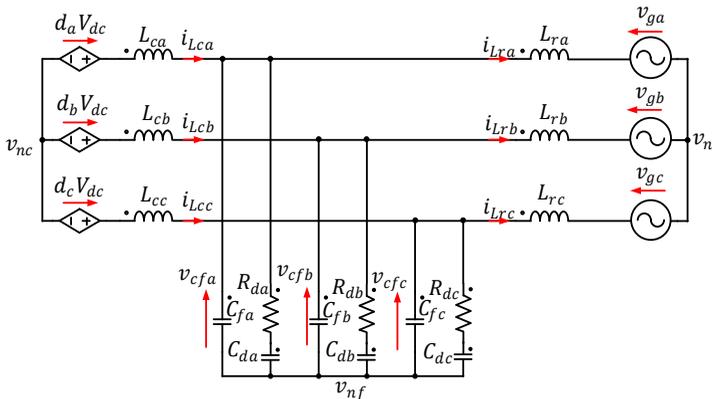
Todavia, esse circuito introduz perdas extras no filtro e o mesmo efeito pode ser realizado através de um amortecimento ativo no controle das correntes. Com essa técnica, é possível adaptar o amortecimento para diferentes configurações de impedância de rede. Para baixas frequências de comutação, cenário típico de conversores de alta potência, a largura de banda do sistema de controle torna-se limitada, tornando o emprego de amortecimento ativo difícil de ser realizado.

Também, como desvantagem o amortecimento ativo exige a utilização de sensores adicionais as topologias de controle tradicionais, além de aumentar o esforço computacional do sistema de controle, [76], [77], [78], [79].

Considerando o filtro LCL, a conexão com a rede elétrica e juntamente com o modelo de valores médios quase instantâneos do inversor, Figura 59, pode-se descrever o comportamento dinâmico do circuito através da aplicação das leis de Kirchhoff. Foi adicionado ao modelo do filtro LCL o circuito de amortecimento passivo.

Figura 59: Modelo médio do inversor com filtro LCL e conexão à rede elétrica.

v



$$\left\{ \begin{array}{l} L_c \frac{di_{Lc,abc}}{dt} = d_{abc}V_{dc} - V_{cf,abc} + v_{fc}U \\ L_c \frac{di_{Lc,abc}}{dt} - L_r \frac{di_{Lr,abc}}{dt} = d_{abc}V_{dc} - V_{g,abc} - v_{rc}U \\ L_r \frac{di_{Lr,abc}}{dt} = V_{cf,abc} - V_{g,abc} - v_{fr}U \\ C_f \frac{dv_{cf,abc}}{dt} + C_d \frac{dv_{cd,abc}}{dt} = i_{Lc,abc} - i_{Lr,abc} \\ v_{cf,abc} = V_{cd} + R_d C_d \frac{dv_{cf,abc}}{dt} \end{array} \right. \quad (5.7)$$

onde $L_c = L_c I_3$, $L_r = L_r I_3$, $C_f = C_f I_3$ e $C_d = C_d I_3$, $R_d = R_d I_3$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{Lc,abc} = [i_{Lc,a} \quad i_{Lc,b} \quad i_{Lc,c}]^T \\ i_{Lr,abc} = [i_{Lr,a} \quad i_{Lr,b} \quad i_{Lr,c}]^T \\ v_{cf,acb} = [v_{cf,a} \quad v_{cf,b} \quad v_{cf,c}]^T \\ v_{cd,acb} = [v_{cd,a} \quad v_{cb,b} \quad v_{cd,c}]^T \\ v_{g,acb} = [v_{cap,a} \quad v_{cap,b} \quad v_{cap,c}]^T \\ d_{abc} = [d_a \quad d_b \quad d_c]^T \\ U = [1 \quad 1 \quad 1]^T \end{array} \right. \quad (5.8)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{rc} = v_{n,r} - v_{n,c} \\ v_{fc} = v_{n,f} - v_{n,c} \\ v_{fr} = v_{n,f} - v_{n,r} \end{array} \right. \quad (5.9)$$

O modelo do conversor em coordenadas $\alpha\beta$ pode ser obtido multiplicando (5.8) pela matriz de transformação de Clarke de (4.7).

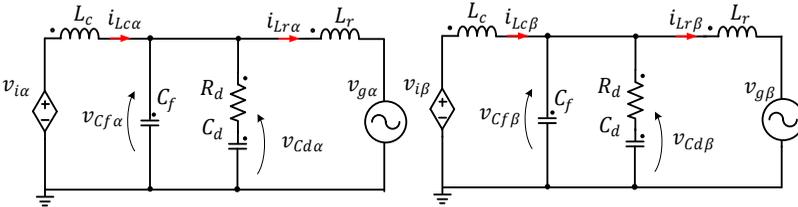
$$\left\{ \begin{array}{l} L_c \frac{di_{Lc,\alpha\beta}}{dt} = d_{\alpha\beta} V_{dc} - v_{cf,\alpha\beta} \\ L_c \frac{di_{Lc,\alpha\beta}}{dt} - L_r \frac{di_{Lr,\alpha\beta}}{dt} = d_{\alpha\beta} V_{dc} - v_{g,\alpha\beta} \\ L_r \frac{di_{Lr,\alpha\beta}}{dt} = v_{cf,\alpha\beta} - v_{g,\alpha\beta} \\ C_f \frac{dv_{cf,\alpha\beta}}{dt} + C_d \frac{dv_{cd,\alpha\beta}}{dt} = i_{Lc,\alpha\beta} - i_{Lr,\alpha\beta} \\ v_{cf,\alpha\beta} = V_{cd} + R_d C_d \frac{dv_{cf,\alpha\beta}}{dt} \end{array} \right. \quad (5.10)$$

onde $L_c = L_c I_2$, $L_r = L_r I_2$, $C_f = C_f I_2$ e $C_d = C_d I_2$, $R_d = R_d I_2$,

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{Lc,\alpha\beta} = [i_{Lc,\alpha} \quad i_{Lc,\beta}]^T \\ i_{Lr,\alpha\beta} = [i_{Lr,\alpha} \quad i_{Lr,\beta}]^T \\ v_{cf,\alpha\beta} = [v_{cf,\alpha} \quad v_{cf,\beta}]^T \\ v_{cd,\alpha\beta} = [v_{cd,\alpha} \quad v_{cd,\beta}]^T \\ v_{cap,\alpha\beta} = [v_{cap,\alpha} \quad v_{cap,\beta}]^T \\ d_{\alpha\beta} = [d_\alpha \quad d_\beta]^T \\ U[T_{\alpha\beta}] = [0 \quad 0 \quad 1]^T \end{array} \right. \quad (5.11)$$

É possível montar um circuito equivalente referente às equações diferenciais que representam a dinâmica do conversor em função dos eixos estacionários, conforme Figura 60.

Figura 60: Circuito equivalente em coordenadas estacionárias.



As funções de transferência dos circuitos equivalentes podem ser obtidas através da representação por espaço de estados. Considerando um sistema conforme (5.12), a matriz de estados é dada por (5.13), a

matriz de variáveis de entrada é dada por (5.14) e as matrizes de constantes são dadas por (5.16), (5.17), (5.18) e (5.19).

$$\begin{aligned}x &= A\dot{x} + Bu \\ y &= Cx + Du\end{aligned}\quad (5.12)$$

sendo

$$x(t) = [i_{Lc\alpha} \quad i_{Lr\alpha} \quad v_{Cd\alpha} \quad v_{Cf\alpha} \quad i_{Lc\beta} \quad i_{Lr\beta} \quad v_{Cd\beta} \quad v_{Cf\beta}]^T \quad (5.13)$$

$$u(t) = [d_\alpha \quad v_{g\alpha} \quad d_\beta \quad v_{g\beta}]^T \quad (5.14)$$

$$y(t) = [i_{Lc\alpha} \quad i_{Lc\beta}]^T \quad (5.15)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_c} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_d R_d} & \frac{1}{C_d R_d} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{C_f} & \frac{1}{C_f R_d} & -\frac{1}{C_f R_d} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_c} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_r} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_d R_d} & \frac{1}{C_d R_d} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f R_d} & -\frac{1}{C_f R_d} & \frac{1}{C_f R_d} & -\frac{1}{C_f R_d} \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L_c} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{V_{dc}}{L_c} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_r} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

As funções de transferência do sistema de equações representadas por espaço de estado podem ser calculadas conforme:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (5.20)$$

Aplicando a equação (5.20) ao sistema de equações diferenciais representadas em espaço de estados que modelam a dinâmica do inversor com filtro LCL, as funções de transferência são dadas por:

$$\frac{\tilde{i}_{Lc,\alpha\beta}(s)}{\tilde{v}_i(s)} = \frac{L_r C_f R_d C_d s^3 + L_r (C_f + C_d) s^2 + C_d R_d s + 1}{(p_4 s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s)} \quad (5.21)$$

$$\frac{\tilde{i}_{Lc,\alpha\beta}(s)}{\tilde{v}_g(s)} = \frac{-(C_d R_d s + 1)}{p_4 s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s} \quad (5.22)$$

$$\frac{\tilde{i}_{Lr,\alpha\beta}(s)}{\tilde{v}_i(s)} = \frac{C_d R_d s + 1}{p_4 s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s} \quad (5.23)$$

$$\frac{\tilde{i}_{Lr,\alpha\beta}(s)}{\tilde{v}_g(s)} = \frac{-(L_c C_f R_d C_d s^3 + L_c (C_f + C_d) s^2 + C_d R_d s + 1)}{p_4 s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s} \quad (5.24)$$

$$\begin{aligned} p_4 &= L_r L_c C_f R_d C_d \\ p_3 &= L_r L_c (C_f + C_d) \\ p_2 &= C_d R_d (L_r + L_c) \\ p_1 &= (L_r + L_c) \end{aligned} \quad (5.25)$$

onde \tilde{v}_i é a tensão sintetizada pelo inversor, \tilde{v}_g é a tensão da rede e $\tilde{i}_{Lc,\alpha\beta}$ e $\tilde{i}_{Lr,\alpha\beta}(s)$ são as correntes do lado do conversor e do lado da rede respectivamente.

Para obterem-se as funções de transferência em eixos síncronos, basta multiplicar as funções de transferência pela transformada de Park. Dessa forma, a equação (5.21) pode ser utilizada para realizar o controle da malha de corrente, quando a corrente lida é a corrente no indutor L_c . Na próxima seção, serão apresentadas as malhas de corrente capaz de atender os critérios de LVRT estabelecidos pelos códigos de rede.

5.3 MALHAS DE CONTROLE DE CORRENTE EM CONDIÇÕES DE FALTA

O controle de conversores em condições anormais da rede elétrica não é um fato novo, esse tema sempre foi foco de estudo de sistemas de controle para filtros ativos [80]. A grande integração da geração distribuída com os sistemas de geração de energia elétrica de grande porte faz aparecer cada vez mais novos requisitos de conexão impostos pelo operador da rede, geralmente relacionados à capacidade de LVRT e suporte de reativos/tensão à rede. Visando atender essas especificações, o controle convencional de conversores de potência está sendo remodelado.

O objetivo principal anteriormente era atender ao lado CC do conversor durante as faltas na rede, de modo que as cargas ficassem imunes a esses eventos. Entretanto, a interação entre conversores de potência e a rede elétrica desbalanceada é uma questão crucial, já que além de ser necessário garantir que o sistema de proteção da geração distribuída não desconecte o sistema ou atue em eventos como LVRT, é interessante dar suporte de tensão à rede em caso de faltas.

A ocorrência de faltas na rede usualmente causa o surgimento de tensões desequilibradas no ponto de conexão comum entre rede e o

conversor de potência. Em condições desequilibradas, as correntes injetadas na rede perdem sua característica senoidal e equilibrada. A interação entre essas correntes e tensões desequilibradas em virtude de algum evento anormal na rede podem ocasionar oscilações não controladas na potência ativa que é entregue à rede. A operação do conversor de potência nessas condições é um desafio.

Entretanto, a injeção de correntes desbalanceadas pode ter um efeito positivo. Por exemplo, a injeção de correntes desbalanceadas, adequadamente calculadas através de certa estratégia de referência de corrente, no ponto de conexão com tensões desequilibradas pode atenuar as oscilações de potência, maximizar a potência ativa instantânea entregue à rede ou balancear as tensões no PCC [81].

Todavia, a injeção de correntes desbalanceadas não pode ser precisamente alcançada utilizando-se da maioria das estratégias convencionais de controle de corrente. Por esta razão, algumas melhorias na estrutura do controle de corrente são necessárias. Estruturas especificamente projetadas para injetar correntes desbalanceadas na rede serão apresentadas a seguir.

5.3.1 Estrutura de controladores de corrente de referência síncrona dupla desacoplada

Primeiramente, é necessário salientar que a estrutura de controle de corrente somente terá resultados satisfatórios se as devidas referências de corrente forem calculadas adequadamente. A injeção de correntes controladas em situações de falta na rede é um casamento entre o cálculo correto das referências de corrente e a estrutura da malha de corrente em si. Nessa seção será considerado que as referências de corrente são conhecidas, corretas e previamente calculadas. Na próxima seção, algumas estratégias para cálculo de referências de corrente serão apresentadas.

Uma vez assumido que as correntes de referências a serem injetadas no ponto de conexão estão devidamente calculadas, é necessário ter uma estrutura de malha de corrente propriamente especificada e projetada para injeção dessas correntes. Dependendo do objetivo do sistema de controle, as correntes injetadas na rede podem conter componentes de sequência negativa para minimizar o efeito da falta. A maioria das estruturas de controle para conversores de potência conectados à rede não é capaz de injetar correntes desbalanceadas, especialmente durante intervalos de tempo em que a tensão nos terminais do conversor de potência é desbalanceada.

Controladores de corrente em coordenadas síncronas são as estruturas de controle mais utilizadas para a injeção de correntes em sistemas de geração distribuída. A maioria dessas estruturas utiliza controladores PI, operando em coordenadas síncronas, para controlar as correntes injetadas. Quando correntes balanceadas e senoidais com apenas componentes de sequência positiva são injetadas, essas estruturas apresentam um bom desempenho. Entretanto, quando correntes desbalanceadas devem ser injetadas, essa estrutura não apresenta bons resultados devido ao fato de que não apresenta nenhum controlador explícito para a componente de corrente de sequência negativa.

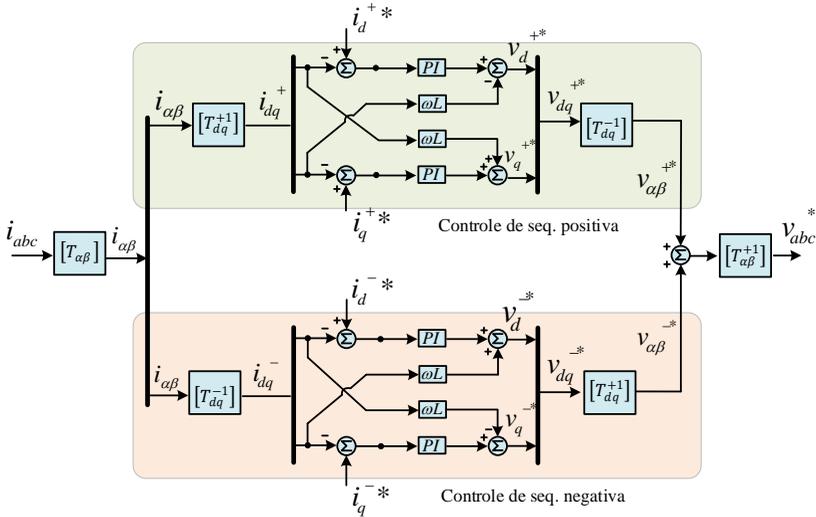
Logo, a maneira mais intuitiva de controlar um vetor de corrente que contém componentes de sequência positiva e componentes de sequência negativa é utilizar dois controladores de corrente, operando em eixos dq, girando na frequência fundamental no sentido da sequência positiva e da sequência negativa respectivamente [82]. A Figura 61 apresenta a ideia da estrutura de controladores de corrente de referência síncrona dupla desacoplada (*Decoupled Double Synchronous Reference Frame Current Controller*).

As correntes medidas são transformadas em componentes de eixo direto e quadratura de sequência positiva e negativa por meio da transformada de Park, onde o ângulo de referência para as transformadas é o ângulo estimado da componente de sequência positiva das tensões da rede (θ'). Vale apenas ressaltar novamente que o ângulo θ' deve ser estimado de forma precisa por meio de um método de sincronização adequado. Os termos de desacoplamento entre os eixos direto e quadratura (ωL) possuem sinais diferentes devido ao fato de que as componentes de sequência positiva e negativa girarem em sentidos contrários.

Considerando que o vetor das correntes injetadas na rede é dado pela expressão (5.26):

$$i = I^+ \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \delta^+) \\ \sin\left(\omega t + \delta^+ - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\omega t + \delta^+ + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} + I^- \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \delta^-) \\ \sin\left(\omega t + \delta^- + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\omega t + \delta^- - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

Figura 61: Estrutura de controladores de corrente de referência síncrona dupla desacoplada.



onde I^+ e I^- são as amplitudes CC das componentes de sequência positiva e negativa respectivamente, δ^+ e δ^- são as posições dos vetores de sequência positiva e negativa das correntes, respectivamente. A projeção das componentes de sequência positiva e sequência negativa em eixos síncronos, girando com velocidades angulares $+\omega$ e $-\omega$ respectivamente, podem ser escritos de acordo com as equações (5.27) e (5.28).

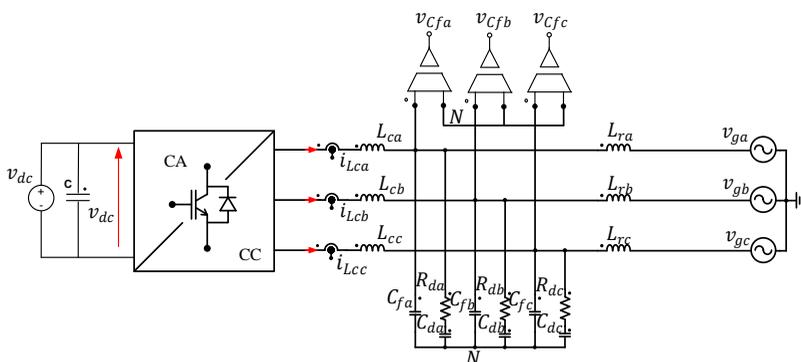
$$\begin{aligned}
 [i_{dq}^+] &= \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d^+ \\ \bar{i}_q^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{i}_d^+ \\ \tilde{i}_q^+ \end{bmatrix} \\
 &= I^+ \begin{bmatrix} \cos(\delta^+) \\ \sin(\delta^+) \end{bmatrix} + I^- \cos(\delta^-) \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ -\sin(2\omega t) \end{bmatrix} \\
 &+ +I^- \sin(\delta^-) \begin{bmatrix} \sin(2\omega t) \\ \cos(2\omega t) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (5.27)$$

$$\begin{aligned}
 [i_{dq}^-] &= \begin{bmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_d^- \\ \tilde{i}_q^- \end{bmatrix} \\
 &= I^- \begin{bmatrix} \cos(\delta^-) \\ \sin(\delta^-) \end{bmatrix} + I^+ \cos(\delta^+) \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \sin(2\omega t) \end{bmatrix} \\
 &+ I^+ \sin(\delta^+) \begin{bmatrix} -\sin(2\omega t) \\ \cos(2\omega t) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (5.28)$$

Nota-se que, além das componentes CC esperadas devido às transformações de coordenadas, termos oscilando no dobro da frequência da rede aparecem devido às interações entre componentes de sequência positiva e negativa. Oscilações em 2ω nas correntes medidas não podem ser totalmente canceladas somente por meio de controladores PI, o que acarreta em erro de regime permanente quando rastreamento das correntes de referência. É importante salientar que o valor médio do erro é nulo, porém as oscilações de 2ω apresentam as amplitudes das componentes CC do sistema em coordenadas dq.

Para ilustrar essa situação, um inversor trifásico conectado à rede através de um filtro LCL amortecido, com essa estratégia de controle foi simulado. O circuito de simulação é apresentado na Figura 62. É utilizado uma fonte CC conectada ao barramento CC do inversor, uma vez que a análise é sobre a malha de corrente. O inversor é representado pelo seu modelo VQMI.

Figura 62: Circuito de simulação para teste da malha de corrente em coordenadas síncronas.



A Figura 63 apresenta um conjunto de sinais de referência de corrente em eixos dq ($i_{d_p_ref}$, $i_{q_p_ref}$, $i_{d_n_ref}$ e $i_{q_n_ref}$), as correntes medidas de sequência positiva e sequência negativa em coordenadas síncronas (i_{d_p} , i_{q_p} , i_{d_n} e i_{q_n}), e o erro dos controladores PI ($erro_{i_{d_p}}$, $erro_{i_{q_p}}$, $erro_{i_{d_n}}$ e $erro_{i_{q_n}}$), quando o inversor opera com a malha de corrente da Figura 61. A Tabela 9 apresenta os parâmetros do circuito de simulação.

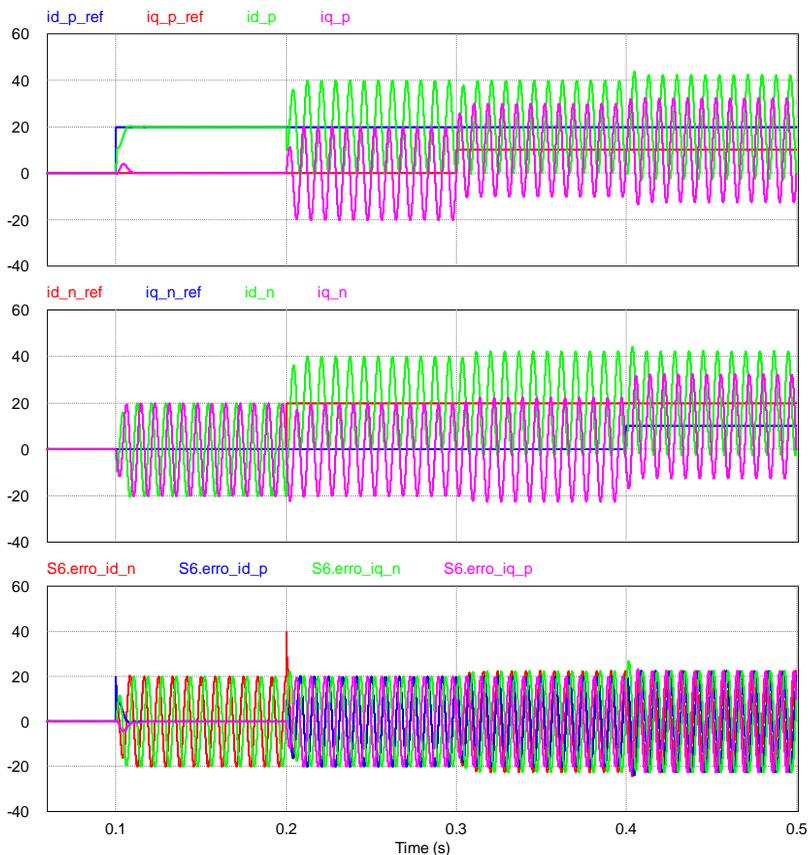
Tabela 9: Parâmetros de simulação do inversor para controle em dq.

Descrição	Parâmetro	Valor
Tensão do barramento CC	Vcc	400 V
Tensão da rede	Vg	220 Vrms
Frequência da rede	f	60 Hz
Indutor do filtro LCL	Lc/Lr	311 uH
Capacitor do filtro LCL	Cd/Cf	4.6 uF
Resistor do filtro LCL	Rd	8.2 Ω
Estrutura de PLL	DDSRF-PLL	-

Quando esse sistema de controle é usado para controlar a injeção das correntes de referência de sequência positiva e negativa, as correntes medidas em coordenadas dq apresentam oscilações em 2ω . Pode ser notado que qualquer injeção de sequência positiva de corrente acarreta em oscilações em 2ω de corrente de sequência negativa, com amplitude equivalente à amplitude CC da corrente de sequência positiva e vice versa. Como as oscilações não podem ser completamente canceladas pelos controladores PI, pois o mesmo apenas zera o erro para entradas contínuas em regime permanente, o controle completo das correntes não pode ser alcançado. Entretanto, o valor médio das oscilações presentes é nulo.

Dessa forma, é sensato pensar que essas oscilações devem ser canceladas para se obter um controle completo das correntes injetadas na rede durante condições de tensão desbalanceadas. Uma alternativa para o cancelamento dessas oscilações é incluir um filtro rejeita faixa (*notch filter*) centrado em 2ω [83]. Entretanto, a inclusão do filtro afeta diretamente a malha de controle, reduzindo a margem de fase do sistema.

Figura 63: Correntes de referência.



Outra forma mais viável é a utilização de uma rede de desacoplamento cruzado (DSRF) [20], como abordado anteriormente na estrutura DDSRF-PLL. Existe uma relação entre a amplitude da oscilação CA e as amplitudes dos valores CC de sequências opostas. Assim, é possível utilizar esse desacoplamento cruzado para fazer com que a malha de controle de corrente de sequência positiva seja independente da malha de controle de corrente de sequência negativa. Essa realimentação cruzada na rede de desacoplamento permite estimar de forma muito satisfatória as oscilações nas correntes medidas, alcançando assim o completo cancelamento das mesmas na entrada dos controladores PI.

Além disso, a rede de desacoplamento apresenta uma dinâmica melhor na resposta dos controladores quando comparado à solução utilizando filtro rejeita faixa. Como a amplitude das oscilações CA nas correntes medidas de sequência positiva apresentam o mesmo valor CC das correntes medidas de sequência negativa, e considerando que um controlador PI ideal é capaz de rastrear sinais CC precisamente, é possível utilizar-se das referências das correntes de sequência negativa como *feedforward* para cancelar as oscilações na malha de controle de sequência positiva, e vice-versa.

Considerando que o controlador PI rastreia a referência CC precisamente somente a inclusão da rede de desacoplamento cruzado seria suficiente. Entretanto, se algum erro dinâmico acontecer, acarretará em erro entre as referências CC de corrente e o valor CC em coordenadas dq das correntes medidas. Esse erro pode ser detectado na entrada do controlador PI através de um filtro passa baixas (*low-pass filter*). Assim, o erro dos controladores PI também pode ser utilizado como *feedforward* na malha de controle para compensar um possível erro dinâmico da rede de desacoplamento.

De modo a comparar o erro dos controladores utilizando-se desses conceitos apresentados, a Figura 64 apresenta os sinais de erro dos controladores PI das malhas de corrente quando o mesmo caso anterior é feito, agora com a rede de desacoplamento. Pode ser visto que a estrutura de controle de corrente apresenta uma dinâmica muito rápida e erro nulo em regime permanente, mesmo enquanto injeta correntes de sequência negativa.

A implementação dessa técnica com estrutura de controladores de corrente de referência síncrona dupla desacoplada, mais os sinais de desacoplamento com *feedforward* de referências de corrente e erro dos controladores PI, *feedforward* das tensões de sequência positiva e negativa em coordenadas dq e a normalização com relação à tensão do barramento CC é apresentada na Figura 65. O filtro passa-baixas deve ser ajustado para uma frequência de corte de $\omega f = \omega/\sqrt{2}$.

Figura 64: Erro dos controladores PI.

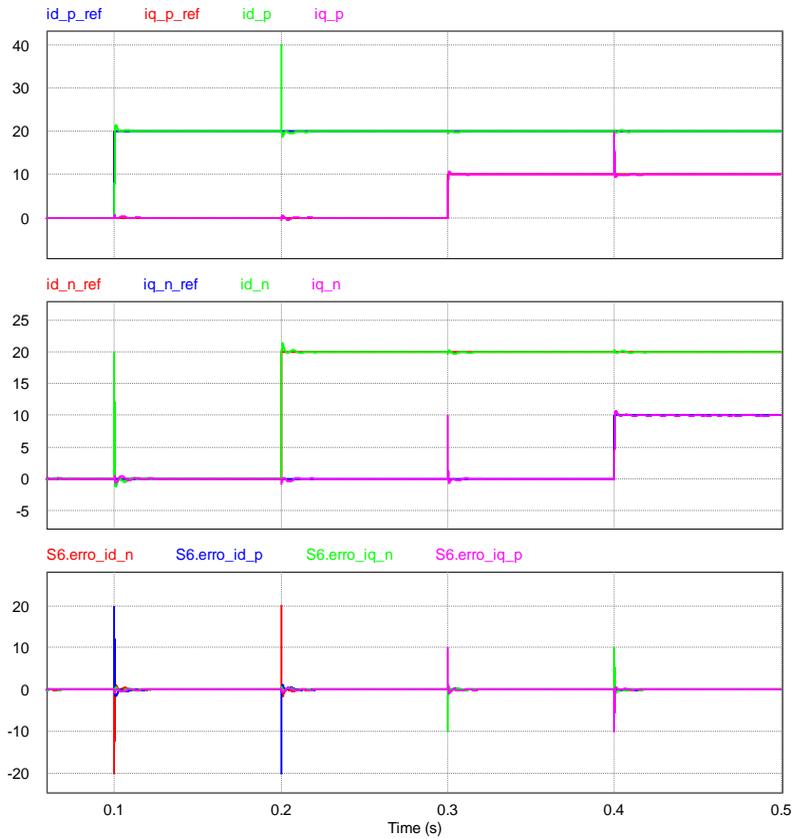
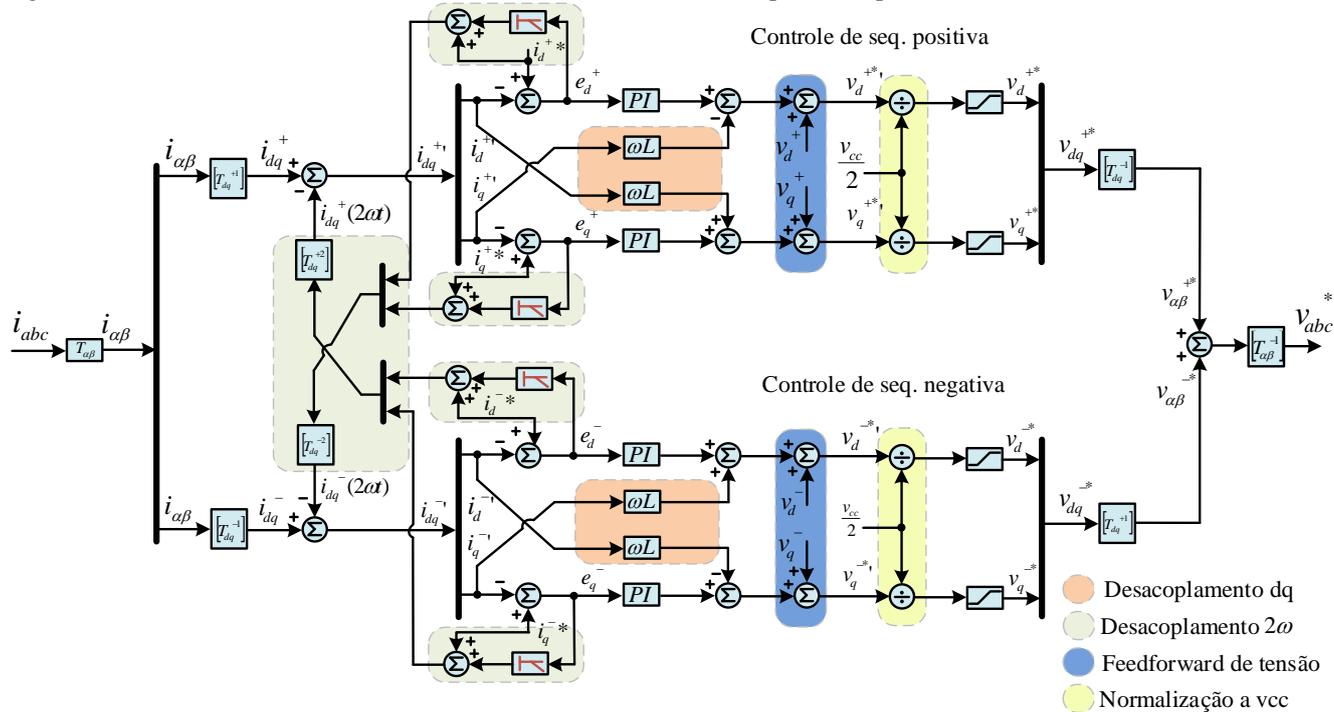


Figura 65: Estrutura de controladores de corrente de referência síncrona dupla desacoplada.



5.3.2 Controle em coordenadas estacionárias

Outro método de controle para as correntes injetadas na rede pode ser implementado em coordenadas estacionárias. Utiliza-se como controlador um controlador proporcional ressonante (PR), projetado com frequência de ressonância na frequência da rede [84], [85]. O controlador ressonante é derivado pelo princípio do modelo interno, que simplificadamente diz que em um sistema de malha fechada que contém o modelo de sua referência, o estado em controle segue a referência da malha com erro nulo em regime permanente. Esse controlador tem como principal característica um ganho infinito na frequência de ressonância, na sua forma ideal.

Consegue-se atingir erro nulo em regime permanente para entradas senoidais de mesma frequência que a frequência de ressonância do controlador. O controlador PR na sua forma ideal é representado na equação (5.29) e a resposta em frequência dessa função de transferência é apresentada na Figura 66. Os parâmetros utilizados são apresentados na Tabela 10.

Tabela 10: Parâmetros de simulação do compensador PR.

Descrição	Parâmetro	Valor
Ganho proporcional	k_p	1
Ganho ressonante	k_i	100
Frequência de ressonância	ω	$2\pi 60$
Coefficiente de amortecimento	ω_c	1

$$PR(s) = k_p + \frac{2k_i s}{s^2 + \omega^2} \quad (5.29)$$

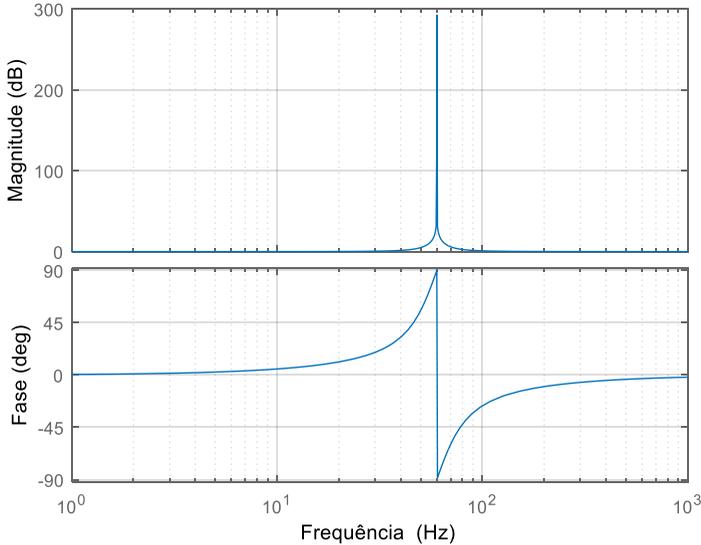
Podem ser observados na função de transferência do controlador PR que a parcela ressonante do controlador contém um par de polos sobre o eixo imaginário e um zero na origem. O termo k_p somado à parcela ressonante faz um deslocamento desse zero na origem. Analisando a resposta em frequência do controlador, nota-se que existe um ganho infinito na frequência de ressonância. Também, que a fase é diretamente influenciada pela frequência de ressonância. Contudo, com o aumento da frequência, o termo k_p torna-se mais significativo que a parcela ressonante e, com isso, a fase retorna a zero.

O ganho infinito do controlador PR ideal é um problema para implementação desse controlador em formato digital. Erros residuais das

operações numéricas dos microcontroladores podem levar o sistema de controle à instabilidade. Outro ponto que pode influenciar diretamente no correto funcionamento desse controlador é o método de discretização [86], [87], [88]. Uma modificação proposta em [89] impede que os polos do controlador PR fiquem sobre o eixo imaginário.

A nova função de transferência do controlador PR pode ser dada por (5.30), sendo ω_c um termo de amortecimento. Essa estrutura é conhecida como controlador proporcional ressonante não ideal. A resposta em frequência do controlador PR amortecido é apresentado na Figura 67.

Figura 66: Resposta em frequência do controlador PR ideal.



$$C(s) = k_p + \frac{2k_i\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \quad (5.30)$$

Em sistemas conectados à rede, a perturbação representada pela tensão da rede pode ser representada também pelo termo ressonante. Para outras frequências de interesse, podem ser adicionados facilmente outros termos ressonantes em paralelo. Essa técnica é muito utilizada quando se deseja compensar os harmônicos de tensão presentes na rede. A implementação do controlador PR generalizado para compensar harmônicos de ordem h , com $h = 3, 5, 7$, etc. é apresentada na Figura 68.

A resposta em frequência de um controlador PR com compensação de 3ª, 5ª e 7ª harmônicas é apresentado na Figura 69.

Figura 67: Resposta em frequência do controlador PR amortecido.

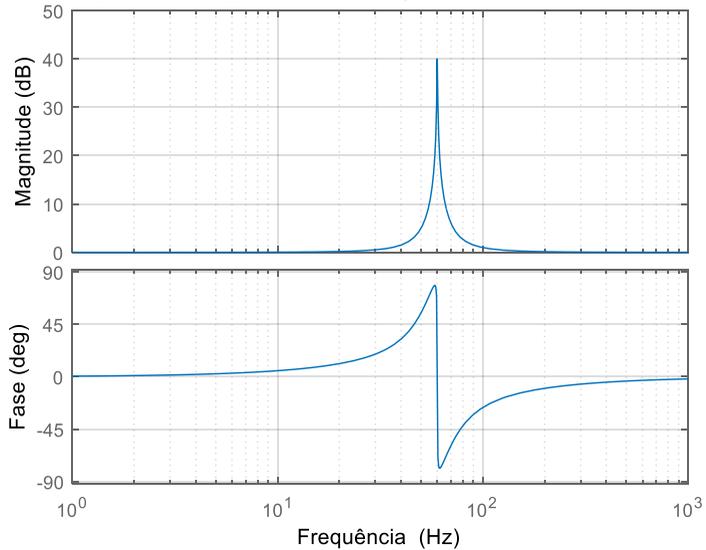


Figura 68: Implementação do controlador PR com compensação de harmônicos.

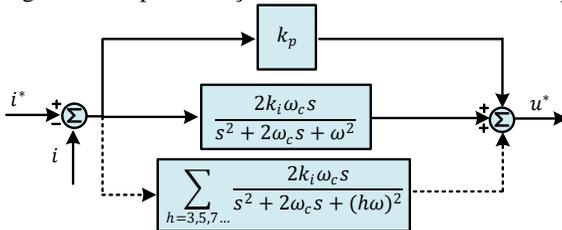
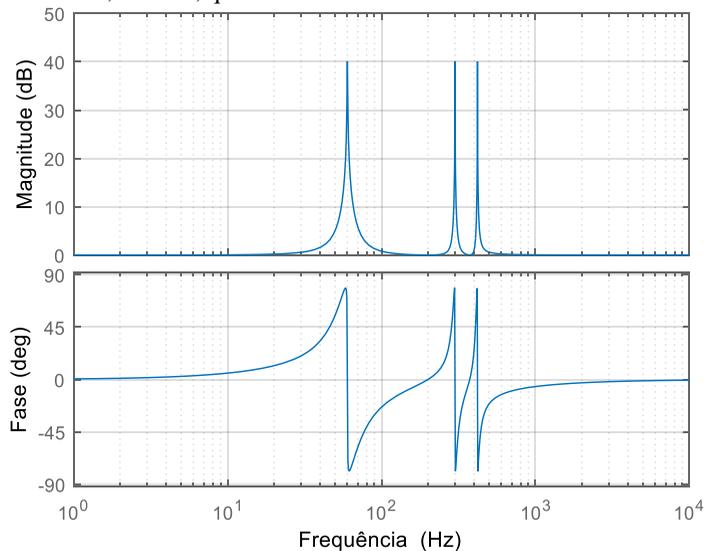
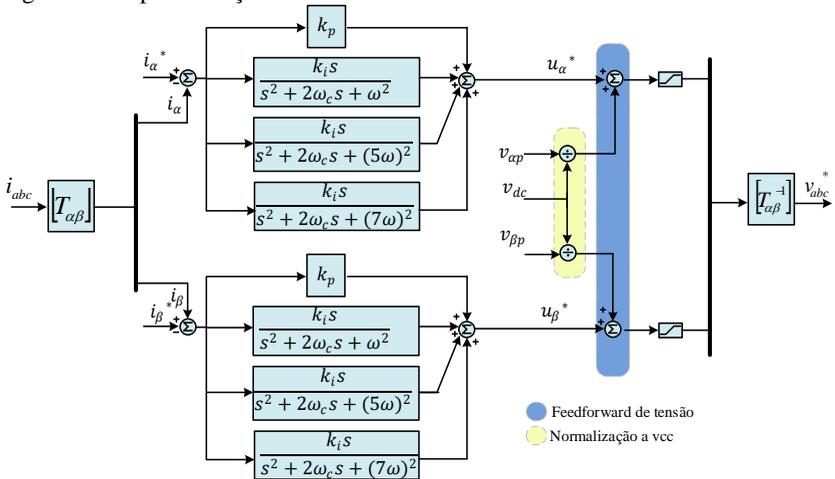


Figura 69: Resposta em frequência do controlador PR com termos ressonantes na fundamental, terceira, quinta e sétima harmônicas.



A malha de corrente implementada em coordenadas $\alpha\beta$ é apresentada na Figura 70. A malha em coordenadas $\alpha\beta$ utiliza controladores PR com frequência de ressonância em 60 Hz, dois controladores ressonantes para compensar os harmônicos típicos presentes na tensão da rede (5ª e 7ª), *feedforward* das tensões da rede e normalização do sinal do controle pela tensão do barramento CC. Comparada com a estrutura em coordenadas dq, observa-se claramente uma simplificação da estrutura de controle, reduzindo significativamente o esforço computacional para implementar a malha de corrente.

Figura 70: Implementação da malha de corrente em coordenadas estacionárias.



5.4 MÉTODOS DE CONTROLE DE POTÊNCIA A PARTIR DAS REFERÊNCIAS DE CORRENTE

A malha de corrente com capacidade de injetar correntes de sequência negativa durante afundamentos de tensão deve ter suas referências de corrente calculadas especificamente para essa funcionalidade. As referências [34], [20], [72], [90], [91], [92], [93], [94] apresentam um estudo detalhado de diversas abordagens. Neste trabalho serão apresentados os conceitos de algumas dessas técnicas. A análise que será apresentada considera que o conversor possui a devida malha de controle de corrente capaz de injetar correntes de sequência positiva e sequência negativa de forma independente. Também, o inversor está operando de forma a regular as potências (ativa e reativa) instantâneas injetadas na rede elétrica.

Antes de entrar em detalhes específicos de cada técnica de geração de referências de corrente, algumas considerações são assumidas, tais como: a fonte de energia do conversor de potência apresenta uma dinâmica bastante lenta e então a energia pode ser assumida constante durante um período de rede; as referências de potência ativa e reativa são assumidas constantes durante um período de rede; o conversor de potência entrega potência para a rede elétrica através de uma conexão trifásica a três fios, logo, não existem componentes de sequência zero nas tensões do ponto de conexão e as

componentes de sequência positiva e negativa da rede são estimadas de forma precisa utilizando-se de um método de sincronização adequado.

Dadas essas condições, e levando em consideração a teoria de potência instantânea [95], a potência ativa p , injetada ou consumida da rede por um inversor trifásico pode ser calculado de acordo com a equação (5.31) abaixo.

$$p = v \cdot i \quad (5.31)$$

onde $v = (v_a, v_b, v_c)$ é o vetor das tensões do PCC, $i = (i_a, i_b, i_c)$ é o vetor das correntes injetadas no PCC pelo conversor de potência e $' \cdot '$ representa o produto escalar desses vetores. Considerando as componentes simétricas desses vetores, a expressão da potência ativa pode ser reescrita como:

$$p = (v^+ + v^-) \cdot (i^+ + i^-) \quad (5.32)$$

$$\begin{aligned} p &= v^+ \cdot i^+ + v^- \cdot i^- + v^+ \cdot i^- + v^- \cdot i^+ \\ &= P + \tilde{p} \end{aligned} \quad (5.33)$$

onde v^+, v^-, i^+ e i^- são as componentes de sequência positiva e negativa dos vetores de tensão e corrente respectivamente.

A equação (5.33) mostra que a interação entre tensão e corrente de sequência oposta resulta em oscilações na potência ativa instantânea (\tilde{p}). De forma semelhante, a potência reativa instantânea q gerada pelo conversor de potência devido à interação entre o vetor de corrente i e o vetor genérico v_{\perp} pode ser expresso como:

$$q = v_{\perp} \cdot i \quad (5.34)$$

onde v_{\perp} é o vetor de tensão ortogonal (atrasado em 90°) com relação ao vetor de tensão v . O vetor ortogonal pode ser calculado de acordo com a transformação a seguir:

$$v_{abc\perp} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} v_{abc} \quad (5.35)$$

$$v_{\alpha\beta\perp} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta} \quad (5.36)$$

$$v_{dq\perp} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} v_{dq} \quad (5.37)$$

Assim, a potência reativa instantânea pode ser reescrita em função das componentes de sequência dos vetores de tensão e corrente como:

$$q = (v_{\perp}^{+} + v_{\perp}^{-}) \cdot (i^{+} + i^{-}) \quad (5.38)$$

$$\begin{aligned} q &= v_{\perp}^{+} \cdot i^{+} + v_{\perp}^{-} \cdot i^{-} + v_{\perp}^{+} \cdot i^{-} + v_{\perp}^{-} \cdot i^{+} \\ &= Q + \tilde{q} \end{aligned} \quad (5.39)$$

onde v_{\perp}^{+} , v_{\perp}^{-} , i^{+} e i^{-} são as componentes de sequência positiva e negativa dos vetores de tensão ortogonal e corrente respectivamente.

Em (5.39) também é possível visualizar o mesmo efeito da equação da potência ativa instantânea. As duas potências, tanto ativa quando reativa, podem ser expressas por uma parcela constante, P e Q, e parcelas oscilantes \tilde{p} e \tilde{q} . A seguir, algumas técnicas de geração do vetor de referências de corrente i^{*} serão apresentadas para critérios de comparação e seleção.

5.4.1 Controle de sequência positiva e negativa (PNSC)

Essa estratégia, segundo as comparações existentes na literatura, dentre os métodos convencionais, é a mais completa e a que apresenta a melhor minimização de componente de sequência negativa durante eventos de LVRT [20]. O PNSC é responsável por calcular as referências de corrente de sequência positiva e sequência negativa, sendo capaz de cancelar as oscilações de potência (\tilde{p} ou \tilde{q}) das potências instantâneas injetadas na rede.

Essa estratégia foi proposta primeiramente para filtros ativos e hoje é também utilizada em aplicações de geração distribuída. Como visto anteriormente, o vetor de correntes injetada na rede elétrica por meio de um conversor de potência pode ser expressa como a soma de suas componentes de sequência. Logo, o vetor de corrente de referência deve ser expresso da mesma forma. Ou seja:

$$i^{*} = i^{*+} + i^{*-} \quad (5.40)$$

onde i^{*+} e i^{*-} representam as parcelas de referência de corrente de sequência positiva e negativa respectivamente. Para determinar as

correntes de referência, é assumido primeiramente que somente potência ativa é entregue a rede, ou seja:

$$v^+ \cdot i_p^{*+} + v^- \cdot i_q^{*-} = P \quad (5.41)$$

$$v_{\perp}^+ \cdot i_p^{*+} + v_{\perp}^- \cdot i_q^{*-} = 0 \quad (5.42)$$

Realizando o produto escalar dos vetores e rearranjando a equação (5.41), o vetor de referência de correntes de potência ativa pode ser expresso como:

$$i_p^* = \frac{P}{|v^+|^2 - |v^-|^2} (v^+ - v^-) \quad (5.43)$$

onde i_p^* é um vetor genérico, em qualquer sistema de coordenadas, que representa as referências de corrente responsável por produzir potência ativa, P é a referência de potência ativa, $|v^+|^2$ é a norma das componentes de sequência positiva das tensões do PCC e $|v^-|^2$ é a norma das componentes de sequência negativa das tensões do PCC.

Para determinar as correntes de referência de potência reativa, de maneira análoga, é assumido que somente potência reativa é entregue a rede, seguindo uma abordagem similar. Ou seja:

$$v^+ \cdot i_p^{*+} + v^- \cdot i_p^{*-} = 0 \quad (5.44)$$

$$v_{\perp}^+ \cdot i_q^{*+} + v_{\perp}^- \cdot i_q^{*-} = Q \quad (5.45)$$

Realizando o produto escalar dos vetores e rearranjando a equação (5.45), o vetor de referência de correntes de potência reativa pode ser expresso como:

$$i_q^* = \frac{Q}{|v^+|^2 - |v^-|^2} (v_{\perp}^+ - v_{\perp}^-) \quad (5.46)$$

Assumindo que i_p^* e i_q^* são os vetores de referência de corrente de potência ativa e reativa respectivamente, pode-se reescrever as equações em forma de componentes de sequência.

$$i^{*+} = i_p^{*+} + i_q^{*+} \quad (5.47)$$

$$i^{*-} = i_P^{*-} + i_Q^{*+} \quad (5.48)$$

Considerando uma abordagem em coordenadas dq, os vetores de referência de corrente podem ser expressos de acordo com a Figura 71. Se considerado uma abordagem em coordenadas $\alpha\beta$, os vetores de referência de corrente podem ser expressos de acordo com a Figura 72.

Figura 71: Referências de corrente de sequência positiva e negativa em coordenadas síncronas com o método PNSC.

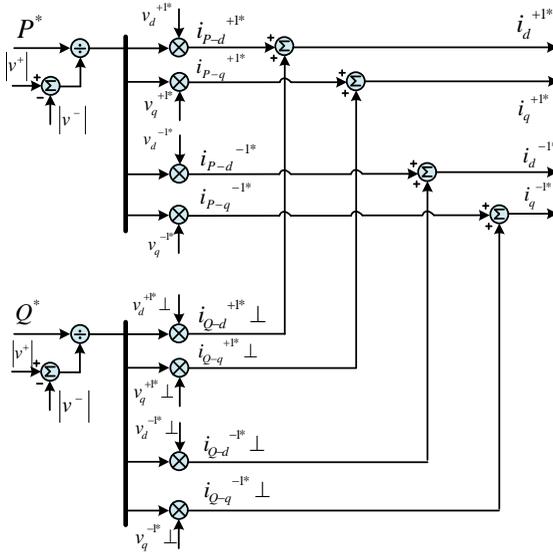
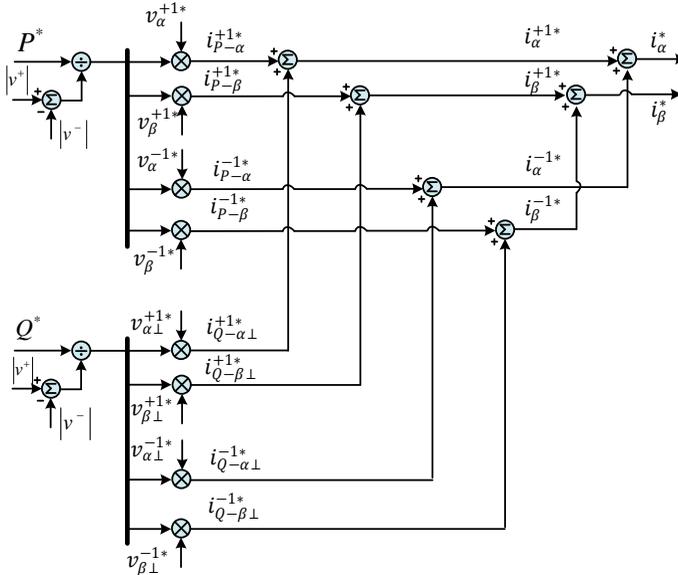


Figura 72: Referências de corrente de sequência positiva e negativa em coordenadas estacionárias com o método PNSC.



É importante salientar que essa estratégia somente cancela as oscilações de potência instantânea em uma das potências (ou ativa ou reativa) quando a outra for nula. Por exemplo, para eliminar oscilações de potência ativa, a referência de potência reativa deve ser mantida nula durante o evento de LVRT, e vice-versa.

Esse efeito aparece devido à interação entre as correntes de sequência e os vetores de tensão em quadratura. Outra informação importante é que durante o evento de LVRT, utilizando-se dessa estratégia, as correntes injetadas pelo conversor de potência no PCC são senoidais, porém não são balanceadas. As correntes injetadas durante o intervalo de LVRT apresentarão comportamento desbalanceado devido à injeção de correntes de sequência negativa.

5.4.2 Controle de sequência positiva balanceada (BPSC)

Considerando os mesmos princípios e conceitos empregados para a descrição da estratégia PNSC, é possível modificar as expressões dos vetores de corrente de referência de modo a calcular referências de corrente que injetam apenas componentes de sequência positiva,

fazendo com que as correntes injetadas na rede durante os eventos de LVRT sejam balanceadas e senoidais.

Porém, quando isso acontece, não é mais possível cancelar as oscilações de potência instantânea e ambas as potências (ativa e reativa) apresentarão oscilações em 2ω . De forma similar, os vetores de referência de corrente podem ser expressos de acordo com as equações a seguir.

$$i_P^* = \frac{P}{|v^+|^2} (v^+) \quad (5.49)$$

$$i_Q^* = \frac{Q}{|v^+|^2} (v_{\perp}^+) \quad (5.50)$$

Considerando uma abordagem em coordenadas dq, os vetores de referência de corrente podem ser expressos de acordo com a Figura 73. Se considerado uma abordagem em coordenadas $\alpha\beta$, os vetores de referência de corrente podem ser expressos de acordo com a Figura 74.

Figura 73: Referências de corrente de sequência positiva e negativa em coordenadas síncronas com o método BPSC.

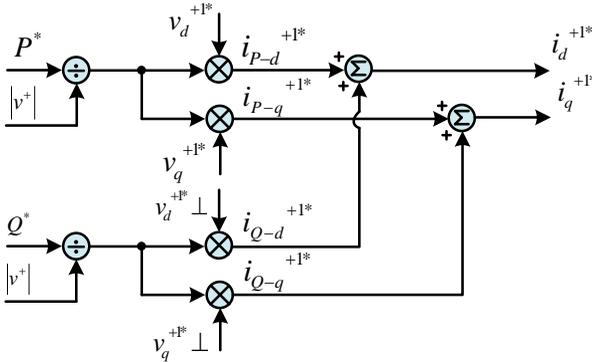
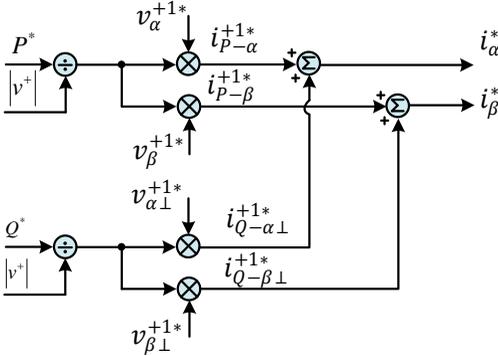


Figura 74: Referências de corrente de sequência positiva e negativa em coordenadas estacionárias com o método BPSC.



5.5 MALHA DE CONTROLE DE TENSÃO

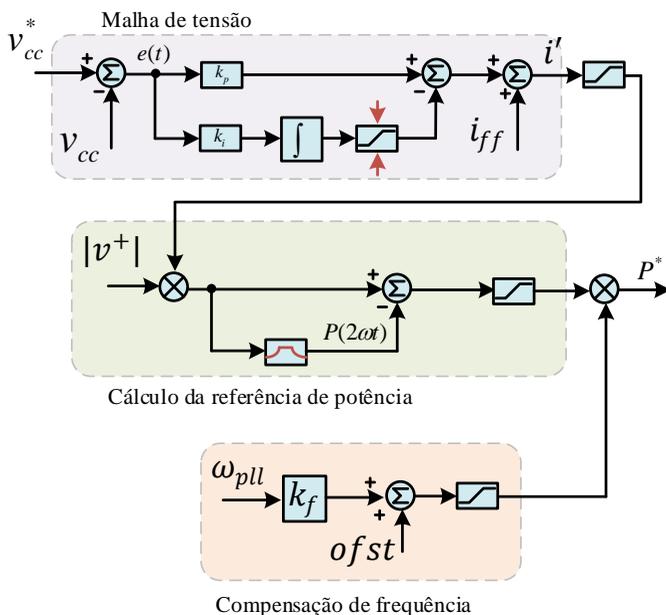
O objetivo do sistema de controle do inversor é controlar o fluxo de potência da fonte primária do inversor para a rede elétrica assim como regular a tensão do barramento CC do inversor. Essa seção apresenta a malha de controle de tensão do barramento CC.

A malha de tensão está conectada em série a malha de controle de corrente. Logo, a malha de controle de tensão deve gerar de alguma forma uma ação de controle que sirva de parâmetro de entrada para a malha de corrente. Como a tensão do barramento CC deve ser controlada através de uma referência de tensão e os parâmetros de entrada da malha de corrente são potência ativa P e potência reativa Q , uma relação entre a tensão do barramento e a potência ativa deve existir.

Considerando uma estrutura convencional de controle de tensão e as condições assumidas para o cálculo das referências de corrente (as referências de potência ativa e reativa são constantes em um período da rede) a Figura 75 apresenta uma estrutura de malha de tensão projetada especificamente para atender essas condições.

É possível analisar a malha de tensão separadamente em três blocos. A malha de tensão é responsável por regular a tensão do barramento CC na referência V_{cc}^* . Um *anti-windup* dinâmico é adicionado na parcela integral do controlador PI da malha de tensão do barramento para evitar problemas de saturação do integrador durante a pré-carga e eventos de LVRT, onde a tensão do barramento CC passa a ser controlada pelo sistema de *crowbar*.

Figura 75: Malha de controle de tensão.



A saída da malha de tensão é a projeção da corrente CC do barramento processada pelo inversor. Um *feedforward* com a corrente nominal é adicionado à malha para melhorar o desempenho de partida. Posteriormente, para transformar essa ação de controle em referência de potência ativa, é necessária a multiplicação pela componente de tensão sequência positiva. Para cancelar possíveis oscilações na referência de potência, haja vista que o sistema de geração de referências de corrente assume que a referência de potência é constante durante um período de rede, a resposta de um filtro passa-banda é utilizada como sinal de *feedback*. Assim, qualquer oscilação em 2ω é cancelada pelo *feedback* da resposta do filtro passa banda, centralizado em 2ω .

Ainda, uma multiplicação pela parcela de sequência positiva da norma das tensões do PCC em função da parcela da norma nominal de tensão é adicionada para limitar a potência ativa em casos de afundamento de tensão no PCC e reduzir a potência ativa proporcionalmente ao afundamento de tensão, de modo que a injeção de potência reativa não faça o inversor ultrapassar os seus limites operacionais. O terceiro e último bloco é responsável pelo auxílio no controle primário de frequência. A partir da medição da frequência do

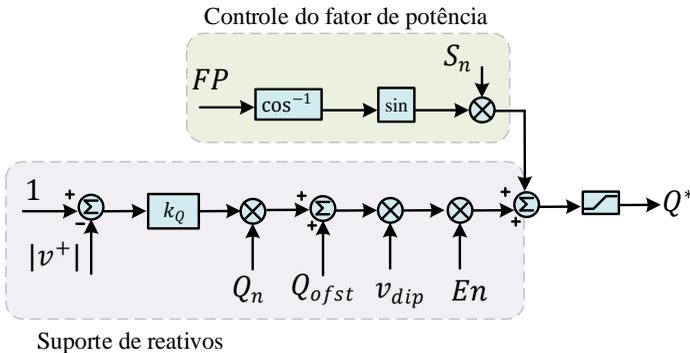
PCC com um método adequado, a potência ativa é limitada em função da frequência. O ganho k_f representa a curva $P(W) \times f(Hz)$ e deve ser calculado conforme o código de rede em questão.

5.6 CONTROLE DA POTÊNCIA REATIVA

A referência de potência reativa deve ser capaz de controlar o fator de potência do inversor, assim como auxiliar no controle de tensão terminal com suporte de reativos durante eventos de afundamento de tensão. O suporte de reativos deve ser baseado em uma curva de suportabilidade, conforme o código de rede em questão ou também pode vir através de um sinal de comando do operador de rede no caso de serviço ancilar. Durante afundamentos de tensão, a injeção de potência reativa deve ser somada à potência reativa que o inversor estava processando no momento pré-falta.

Como exemplo de implementação, a Figura 76 apresenta uma malha de potência reativa baseada na curva de suporte de reativos do código de rede da Alemanha para turbinas eólicas [37], sendo Q_n a potência reativa nominal, Q_{ofst} representa o *offset* da curva de suporte de reativos, k_Q é o ganho da curva, v_{dip} é uma variável booleana, que indica a presença de afundamentos de tensão e En também é uma variável booleana que habilita e desabilita o suporte de reativos. Para o controle do fator de potência FP , é necessária a multiplicação pela potência aparente nominal S_n do inversor.

Figura 76: Cálculo da referência de potência reativa.



5.7 SISTEMA DE MODULAÇÃO PWM

O sistema de modulação escolhido para completar o sistema de controle do inversor é conhecido na literatura como modulação vetorial (*Space Vector Pulsed Width Modulation*) baseado em injeção do componente de terceira harmônica e é detalhado em [96]. A modulação vetorial é uma estratégia de modulação a qual subtrai uma componente de modo comum aos sinais de controle calculados pelas malhas de controle. Como qualquer modulação PWM, o trem de pulsos é gerado através da comparação entre uma portadora triangular de alta frequência e um sinal modulante.

Existem diversas maneiras de calcular a componente de modo comum de modo a minimizar/maximizar algumas características tais como perdas de comutação, distorção harmônica e qualidade de forma de onda. No método de injeção de terceira harmônica, a componente de modo comum é calculada através do valor médio entre a soma do valor máximo e mínimo dos sinais de controle calculados pela malha de corrente, conforme Figura 77.

De forma a ilustrar a técnica escolhida, a Figura 78 (a) apresenta os sinais de controle (V_{a_ref} , V_{b_ref} , V_{c_ref}) assim como a componente de modo comum calculada ($S10.Vo_ref$) pela estratégia de modulação vetorial. A Figura 78 (b) apresenta os sinais de controle após a subtração da componente de modo comum como também a portadora triangular empregada para gerar os pulsos PWM (va_pwm , vb_pwm , vc_pwm , $S10.Vport$). Por fim, a Figura 78 (c) apresenta um zoom no sinal modulante e na portadora triangular (va_pwm e $S10.Vport$) e o PWM gerado através da comparação de ambas.

Figura 77: Cálculo da componente de modo comum para modulação SVPWM.

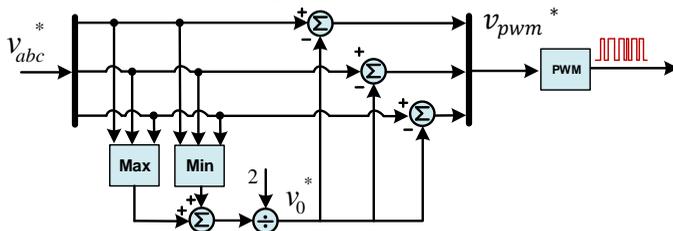
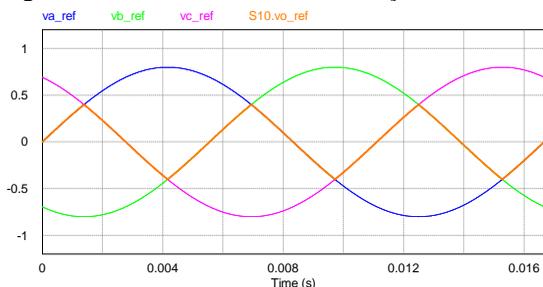
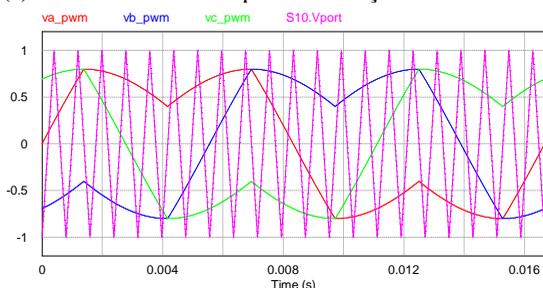


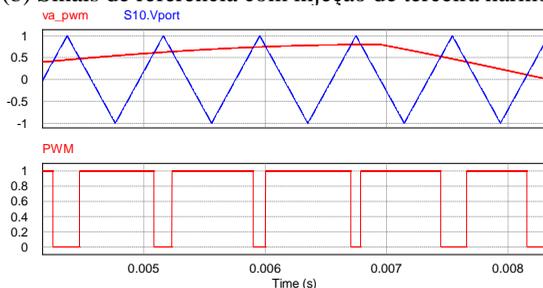
Figura 78: Formas de onda da modulação SVPWM.



(a) Sinais de referência para modulação..



(b) Sinais de referência com injeção de terceira harmônica.



(c) Comparação do sinal modulante com a portadora e pulso de comando.

5.8 CONCLUSÕES

O modelo do inversor com filtro LCL em coordenadas $\alpha\beta$ foi obtido inicialmente de modo a enfatizar que não apresenta acoplamento entre os eixos assíncronos. Dois circuitos equivalentes, um para cada eixo, foram representados por circuitos equivalentes. Essa análise foi baseada no VMQI.

Demonstrou-se que a malha de controle de corrente em eixos estacionários tem diversas vantagens sobre a abordagem em eixos síncronos, sendo a mais significativa, o desacoplamento natural das sequências de fase, além de implementação mais simplificada. Isso se torna uma grande vantagem dessa estratégia de controle sobre a estratégia em eixos síncronos, uma vez que não é necessária uma malha específica para cada sequência.

O desacoplamento realizado no sistema de controle em eixos dq para eliminar de forma cruzada as oscilações em $2\omega t$ ocasionadas pelas interações de sequência não é necessário, uma vez que tem-se apenas uma malha de corrente para eixo α e outra para o eixo β , naturalmente desacopladas.

Também foram analisados nesse Capítulo estratégias de geração de referências de corrente. Formulas para cálculo dessas referências a partir das tensões trifásicas em função das referências de potência ativa e reativa foram obtidas. O método PNSC torna-se mais interessante do que o BPSC, devido ao fato de que a eliminação de ondulações na potência ativa traz mais benefícios ao VSI, como a substituição de capacitores eletrolíticos por capacitores de filme, do que a injeção de correntes equilibradas na rede.

Uma malha de controle de tensão que gera uma referência de potência ativa, com limitação de corrente e compensação de frequência foi proposta. Um filtro passa banda foi proposto, com uma ação de feedback, para eliminar possíveis ondulações na referência de potência ativa. Um *anti-windup* dinâmico é aconselhado para o integrador do controlador PI, devido ao fato de que a simples limitação do integrador não é suficiente para a comutação do modo de controle de tensão para o modo de controle de sobretensão.

A geração de referência de potência reativa em função da curva de suporte e do controle de fator de potência foi proposta. Foi utilizada uma curva real de suporte de reativos. Foi adicionado o controle de fator de potência do inversor através de uma referência que pode ser enviada remotamente. O suporte de potência reativa pode ser realizado através do controle do fator de potência ou através de uma curva previamente estipulada pelo código de rede, trazendo como vantagem a contribuição da unidade na regulação primária de tensão.

Por fim, foi especificado e analisado um sistema de modulação capaz de controlar os pulsos de comando do VSI. Com a utilização da componente de terceira harmônica, é possível elevar o índice de modulação, tornando o sistema de controle menos suscetível a saturação da ação de controle.

6 TESTE DE DESEMPENHO E COMPARAÇÃO DAS MALHAS DE CONTROLE E SOLUÇÕES PARA PROTEÇÃO DO INVERSOR

Para avaliar o desempenho das malhas de controle e de modo a realizar uma comparação, uma serie de simulações de um inversor trifásico conectado à rede através de um filtro LCL foram realizadas. Na simulação, um curto-circuito monofásico-terra é aplicado nos terminais de conexão do inversor, com afundamento de 50% da tensão da fase A. A resposta dinâmica do sistema de controle é monitorada. Além disso, são analisadas as respostas das referências de corrente para os métodos PNSC e BPSC.

Também é feita uma análise da injeção de potência reativa durante afundamentos de tensão baseada em uma curva $Q \times V$ específica. Não é utilizado nenhum método de limitação de corrente nessa análise. Os parâmetros da simulação são dados na Tabela 11. São utilizados os mesmos parâmetros do inversor utilizado durante o trabalho experimental com o modelo médio do inversor. Considera-se na simulação a operação em regime permanente do inversor, quando em $t = 0,2$ s, um afundamento de tensão no PCC acontece.

O circuito de simulação é apresentado na Figura 79. As tensões de fase V_{ga} , V_{gb} e V_{gc} são apresentadas na Figura 80. A norma de sequência positiva e a normas das tensões de sequência negativa são apresentadas na Figura 81.

Tabela 11: Parâmetros do inversor simulado.

Descrição	Parâmetro	Valor
Potência nominal	P	5 kW
Tensão de linha da rede	V_g	220 V _{rms}
Frequência da rede	f	60 Hz
Corrente nominal	I_g	13,12 A _{rms}
Indutor do lado inversor	L_c	460 uH
Indutor do lado da rede	L_r	230 uH
Capacitor do filtro LCL	C_f	4 uF
Capacitor de amortecimento	C_d	2 uF
Resistor de amortecimento	R_d	12 Ω

Figura 79: Circuito de simulação.

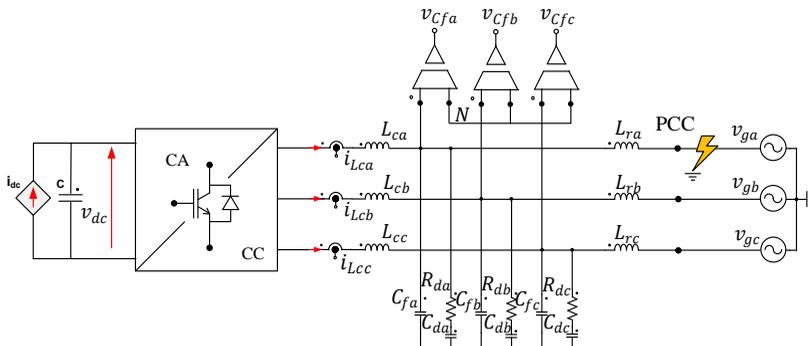


Figura 80: Tensões de fase do PCC para um afundamento tipo B.

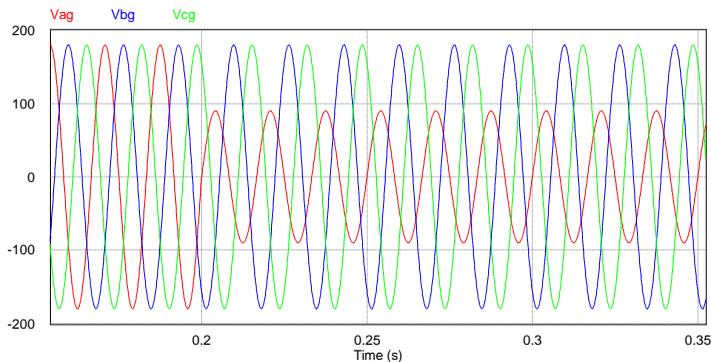
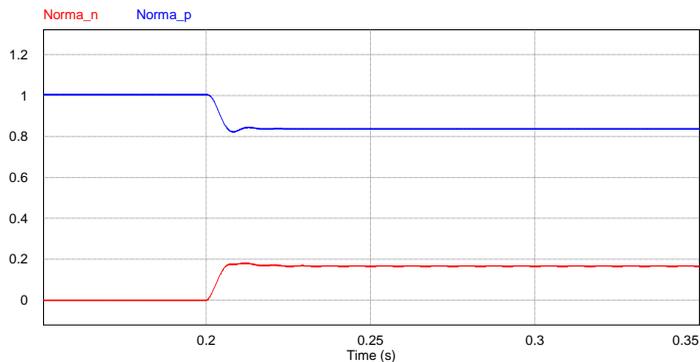


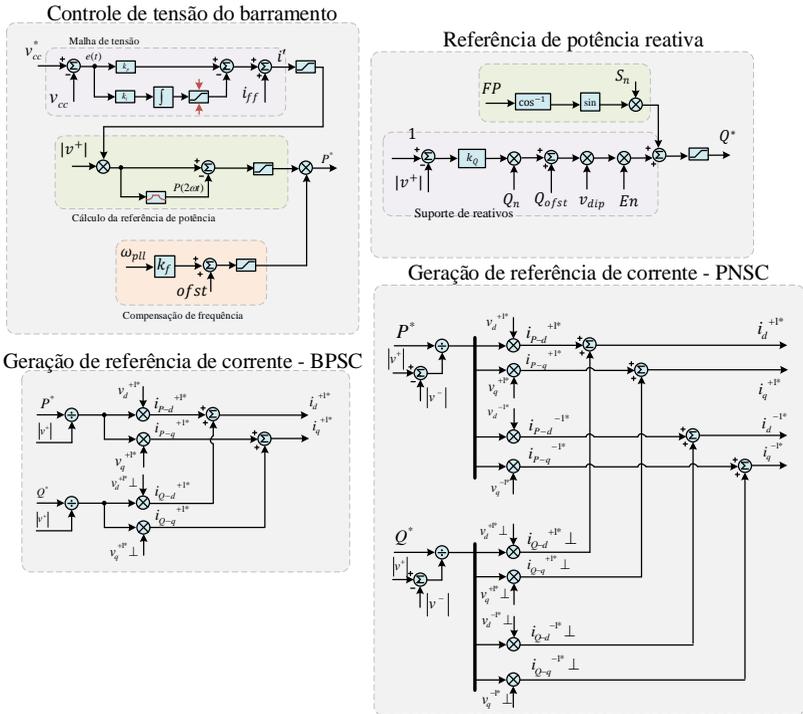
Figura 81: Normas de tensão de sequência positiva e negativa.



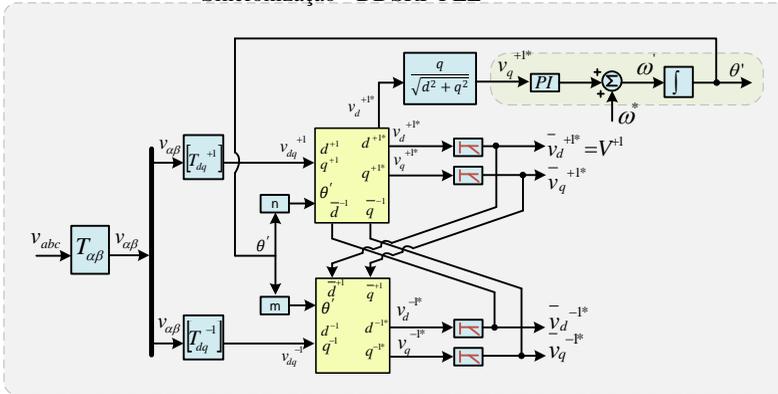
6.1 MALHA DE CORRENTE EM COORDENADAS SÍNCRONAS

Primeiramente é realizada a análise das malhas de controle com a malha de corrente em coordenadas síncronas. O método de sincronização utilizado é a DDSRF-PLL, apresentado anteriormente. O Diagrama de blocos do sistema de controle é apresentado na Figura 82. Os blocos utilizados foram os apresentados nas seções anteriores.

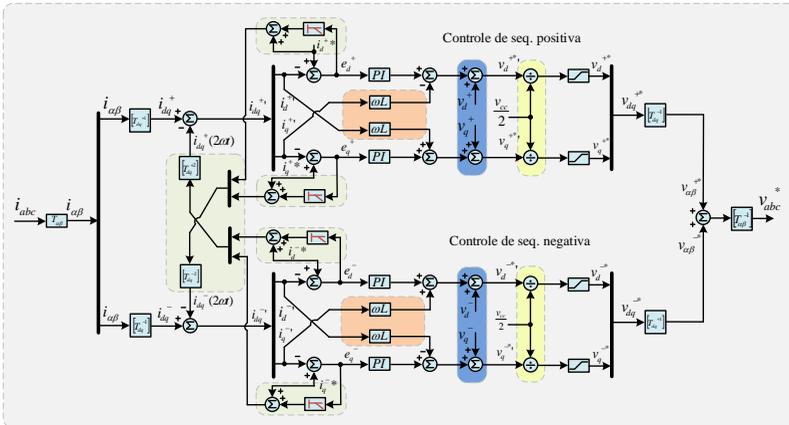
Figura 82: Diagrama de blocos do controle em coordenadas síncronas.



Sincronização - DDSRF PLL



Malha de corrente



6.1.1PNSC com referência de potência reativa nula e controle em coordenadas síncronas

De modo a visualizar o efeito do bloco PNSC, a referência de potência reativa é mantida nula durante o evento de afundamento de tensão. Com isso, o bloco calcula referências de corrente de sequência positiva e negativa, baseado nas medições das componentes de sequência do bloco DDSRF-PLL, fazendo com que as correntes injetadas na rede sejam desequilibradas, Figura 84 e Figura 85. Como resultado, tem-se uma potência ativa constante injetada na rede, Figura 86. Observa-se também que a potência reativa instantânea é oscilatória, com componente de 120 Hz, com picos de potência na faixa de 2 kvar.

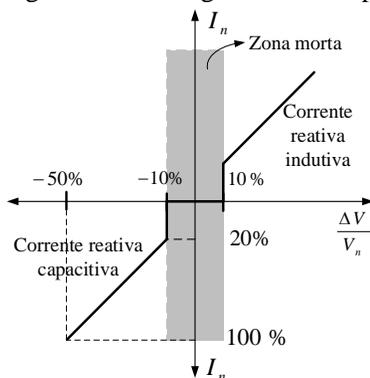
6.1.2 BPSC com referência de potência reativa nula e controle em coordenadas síncronas

De modo a visualizar o efeito do bloco BPSC, a referência de potência reativa é mantida nula durante o evento de afundamento de tensão. Com isso, o bloco calcula referências de corrente de sequência positiva e mantém as referências de corrente de sequência negativa nulas, fazendo com que as correntes injetadas na rede sejam equilibradas, Figura 87 e Figura 88. Como resultado, tem-se uma potência ativa oscilante, com componente de 120 Hz, injetada na rede, Figura 89. Observa-se que a potência reativa também apresenta a mesma componente em 120 Hz, entretanto, com picos de 1 kVAR.

6.1.3 PNSC com suporte de reativos e controle em coordenadas síncronas

Uma curva de suporte de reativos foi implementada baseada em [37], Figura 83. É considerada uma zona morta de 10% em relação à norma de tensão de sequência positiva, onde não há suporte de reativos. Para afundamentos de tensão superiores a 10%, a equação da reta que representa a curva calcula uma referência de potência reativa a ser injetada no PCC pelo inversor. Não foi aplicado nenhum método de limitação de corrente do inversor, assumindo-se que o inversor possui capacidade de injetar as correntes calculadas.

Figura 83: Curva genérica de suporte de reativos implementada.



As correntes processadas pelo inversor com o método PNSC processando potência ativa e reativa são desequilibradas, Figura 90 e

Figura 91. Como há injeção de potência reativa, as potências ativa e reativa apresentam oscilações em 120 Hz, devido à interação das componentes de sequência, Figura 92.

6.1.4 BPSC com suporte de reativos e controle em coordenadas síncronas

As correntes processadas pelo inversor com o método BPSC processando potência ativa e reativa são equilibradas, Figura 93 e Figura 94. Como há injeção de potência reativa, as potências ativa e reativa apresentam oscilações em 120 Hz, devido à interação das componentes de sequência, Figura 95. Porém, o método BPSC apresenta menor oscilação de potência reativa, quando comparado com o método PNSC.

Figura 84: Correntes de saída do inversor com o método PNSC e controle em coordenadas síncronas.

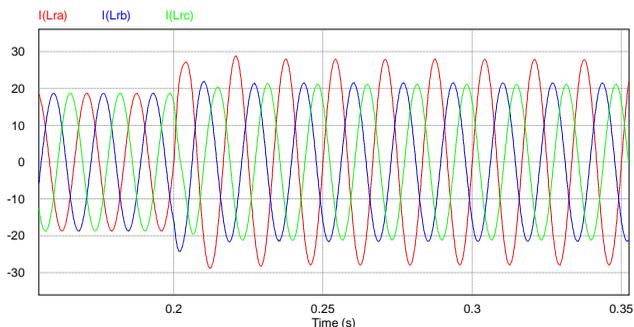


Figura 85: Correntes de referência e correntes do inversor em coordenadas síncronas.

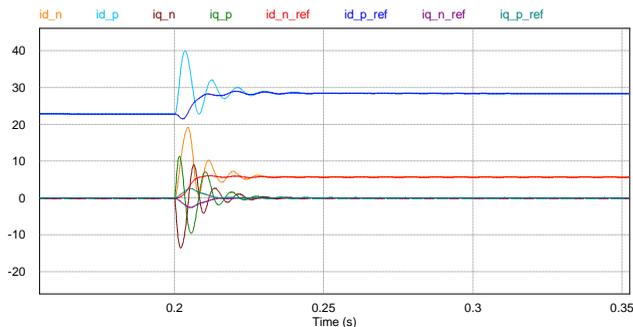


Figura 86: Potência ativa e reativa de referência e medições de potência ativa e reativa instantânea com o método PNSC e controle em coordenadas síncronas.

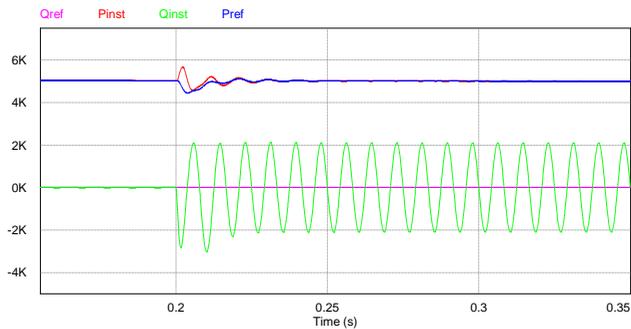


Figura 87: Correntes de saída do inversor com o método BPSC e controle em coordenadas síncronas.

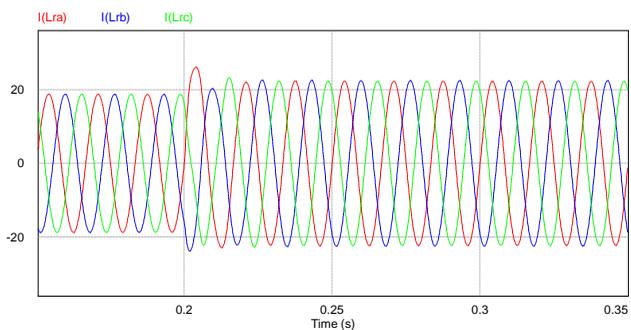


Figura 88: Correntes de referência e correntes do inversor em coordenadas síncronas com o método BPSC.

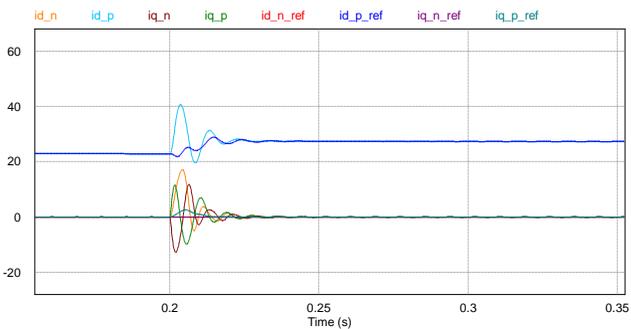


Figura 89: Potência ativa e reativa de referência e medições de potência ativa e reativa instantânea com o método BPSC.

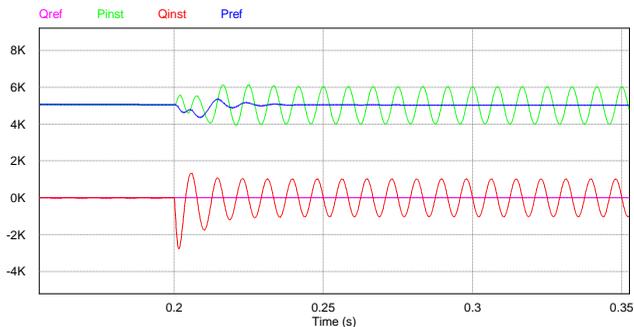


Figura 90: Correntes do inversor com o método PNSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão.

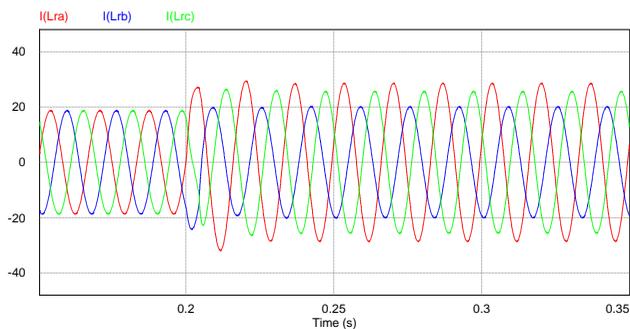


Figura 91: Correntes de referência e do inversor em coordenadas síncronas com o método PNSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão.

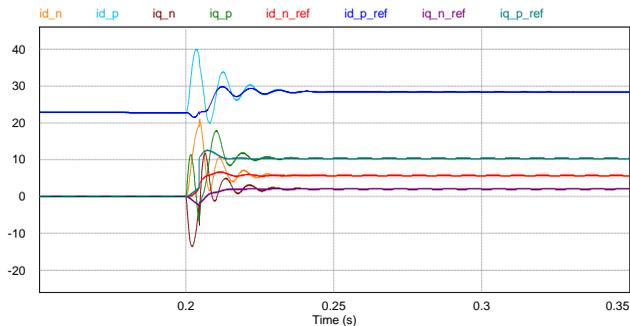


Figura 92: Potência ativa e reativa de referência e medições de potência ativa e reativa instantânea com o método PNSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão.

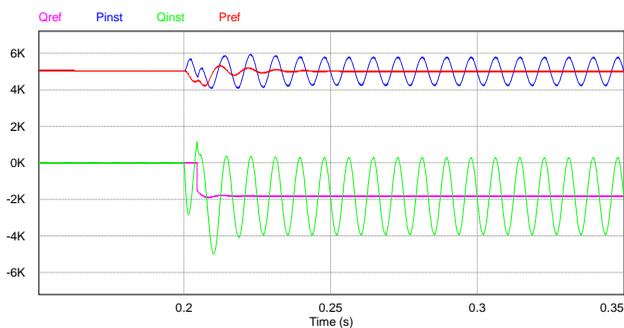


Figura 93: Correntes do inversor com o método BPSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão e controle em coordenadas síncronas.

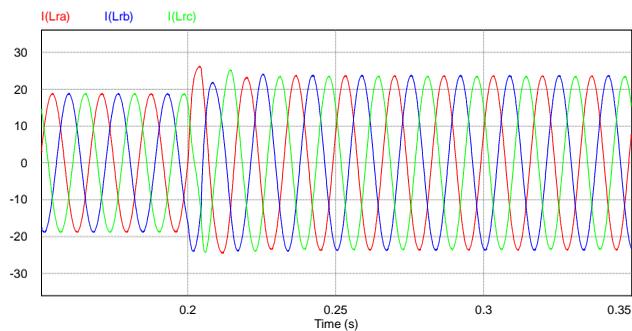


Figura 94: Correntes de referência e correntes do inversor em coordenadas síncronas com o método BPSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão.

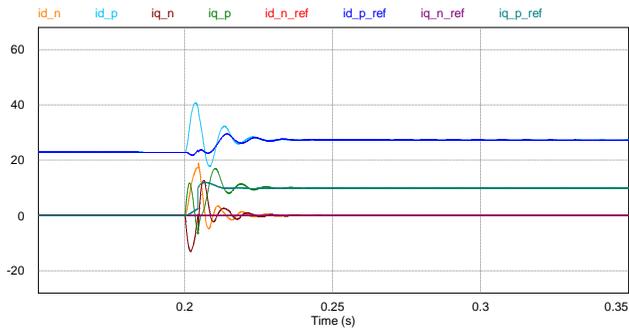
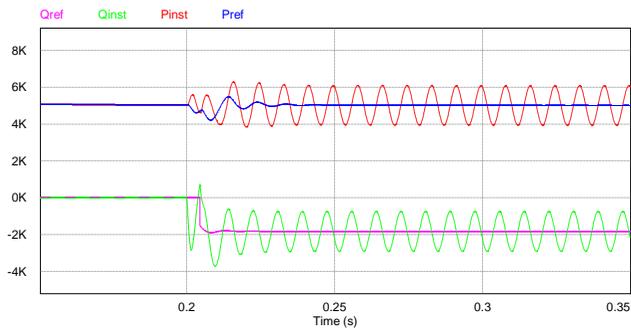


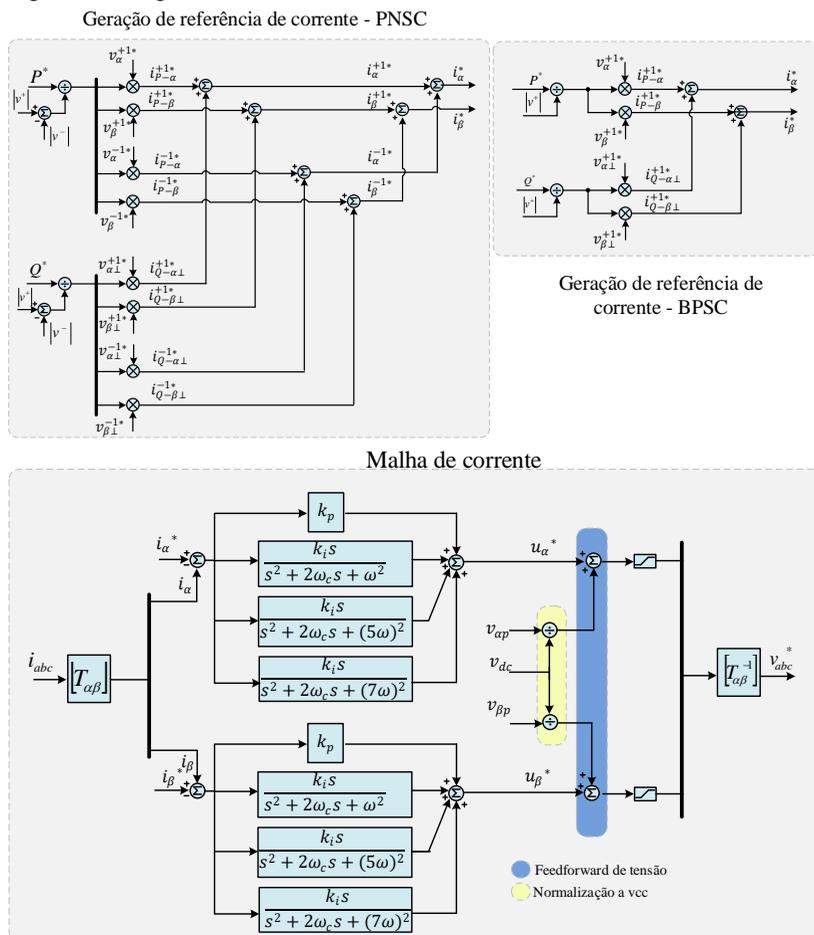
Figura 95: Potência ativa e reativa de referência e medições de potência ativa e reativa instantânea com o método BPSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão.



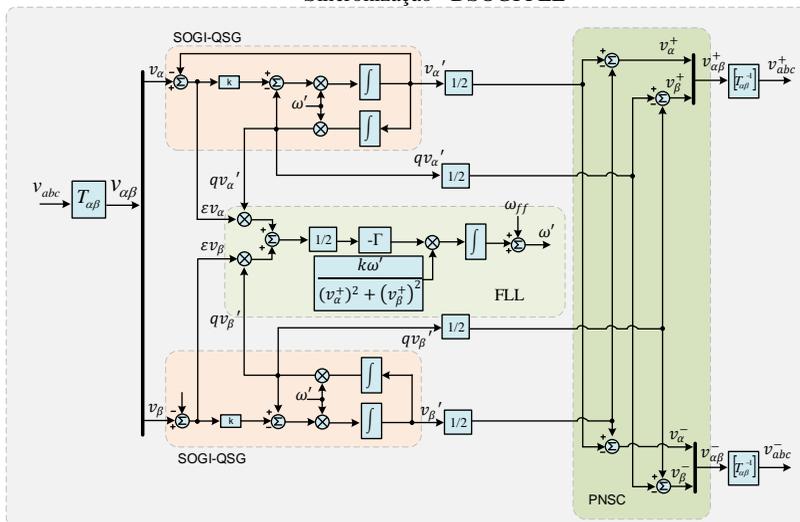
6.2 MALHA DE CONTROLE EM COORDENADAS ESTACIONÁRIAS

Uma segunda análise é realizada com as malhas de controle com a malha de corrente em coordenadas estacionárias. O método de sincronização utilizado é a DSOGI-FLL, apresentado anteriormente. O diagrama de blocos do sistema de controle é apresentado na Figura 96. Os blocos utilizados foram os apresentados nas seções anteriores.

Figura 96: Diagrama de blocos do controle em coordenadas estacionárias.



Sincronização - DSOGI FLL



6.2.1 PNCS com referência de potência reativa nula e controle em coordenadas estacionárias

A referência de potência reativa é novamente mantida nula durante o evento de afundamento de tensão. Com isso, o bloco calcula referências de corrente de sequência positiva e negativa, baseado nas medições das componentes de sequência do bloco DSOGI-FLL, fazendo com que as correntes injetadas na rede sejam desequilibradas, Figura 97 e Figura 98. Como resultado, tem-se uma potência ativa constante injetada na rede, Figura 99. Observa-se o mesmo efeito, em que a potência reativa instantânea é oscilatória, com componente de 120 Hz, com picos de potência na faixa de 2 kvar.

6.2.2BPSC com referência de potência reativa nula e controle em coordenadas estacionárias

Com o bloco BPSC e com referência de potência reativa mantida nula durante o evento de afundamento de tensão, as referências de corrente de sequência positiva são calculadas mantendo as referências de corrente de sequência negativa nulas, fazendo com que as correntes injetadas na rede sejam equilibradas, Figura 100 e Figura 101. Novamente, tem-se uma potência ativa oscilante, com componente de

120 Hz, injetada na rede, Figura 102. Observa-se que a potência reativa também apresenta a mesma componente em 120 Hz, entretanto, com picos de 1 kvar, mesmo resultando apresentado pela malha em coordenadas síncronas.

6.2.3 PNSC com suporte de reativos e controle em coordenadas estacionárias

A mesma curva de suporte de reativos foi implementada para realizar a injeção de potência reativa na rede. Não foi aplicado nenhum método de limitação de corrente do inversor, assumindo-se que o inversor possui capacidade de injetar as correntes calculadas. Como visto, as correntes processadas pelo inversor com o método PNSC processando potência ativa e reativa são desequilibradas, Figura 103 e Figura 104. Como há injeção de potência reativa, as potências ativa e reativa apresentam oscilações em 120 Hz, Figura 105, devido à interação das componentes de sequência.

6.2.4BPSC com suporte de reativos e controle em coordenadas estacionárias

No método BPSC processando potência ativa e reativa, as correntes do inversor são equilibradas, Figura 106 e Figura 107. Como há injeção de potência reativa, as potências ativa e reativa apresentam oscilações em 120 Hz, Figura 108, devido à interação das componentes de sequência. Porém, o método BPSC apresenta menor oscilação de potência reativa, quando comparado com o método PNSC, mesmo resultado apresentado na outra abordagem.

Figura 97: Correntes de saída do inversor com o método PNSC e controle em coordenadas estacionárias.

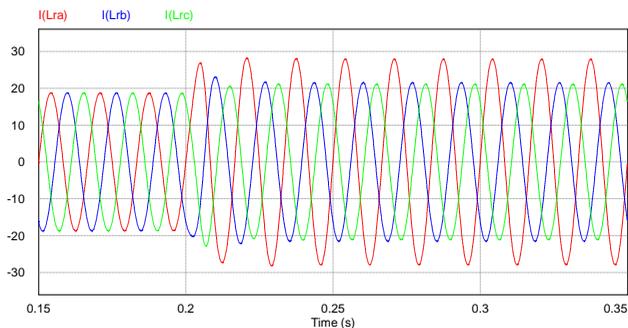


Figura 98: Correntes de referência e correntes do inversor em coordenadas estacionárias com o método PNSC.

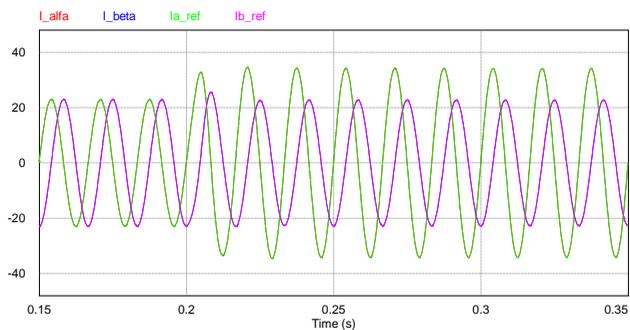


Figura 99: Potência ativa e reativa de referência e medições de potência ativa e reativa instantânea com o método PNSC e controle em coordenadas estacionárias.

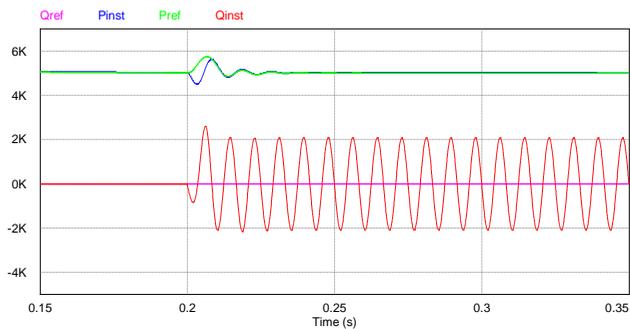


Figura 100: Correntes de saída do inversor com o método BPSC e controle em coordenadas estacionárias.

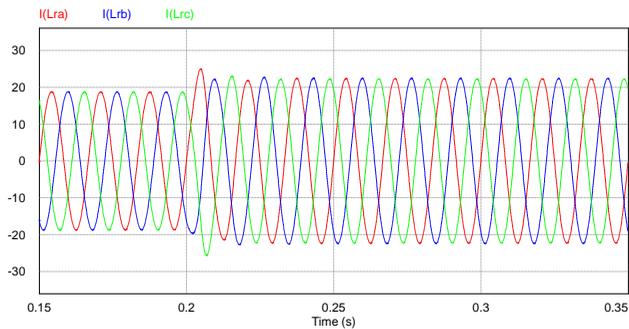


Figura 101: Correntes de referência e correntes do inversor em coordenadas estacionárias com o método BPSC.

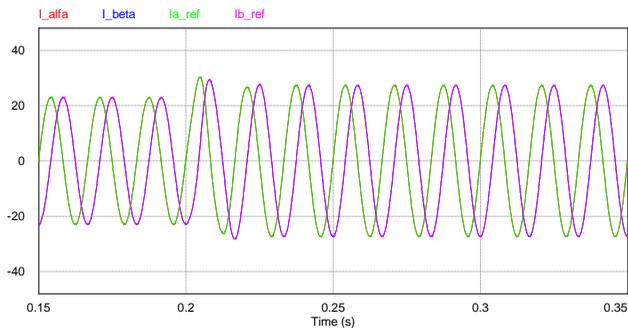


Figura 102: Potência ativa e reativa de referência e medições de potência ativa e reativa instantânea com o método BPSC e controle em coordenadas estacionárias.

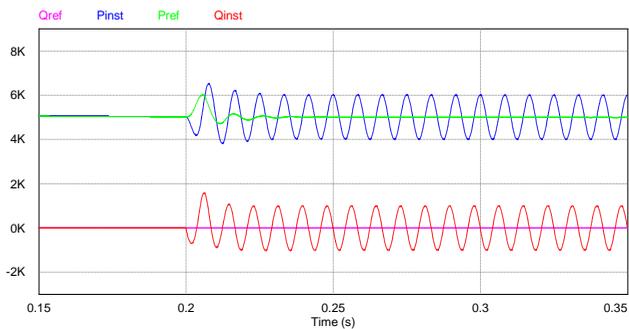


Figura 103: Correntes do inversor com o método PNSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão e controle em coordenadas estacionárias.

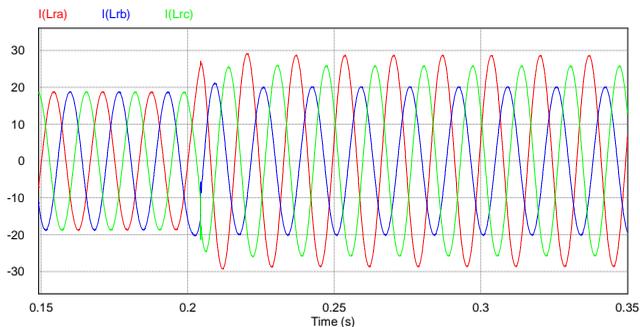


Figura 104: Correntes de referência e do inversor em coordenadas síncronas com o método PNSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão.

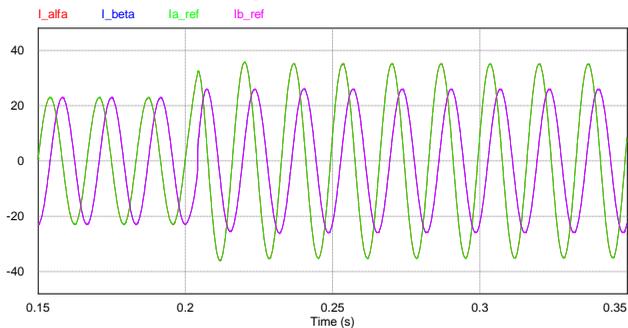


Figura 105: Potência ativa e reativa de referência e medições de potência ativa e reativa instantânea com o método PNSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão com controle em coordenadas estacionárias.

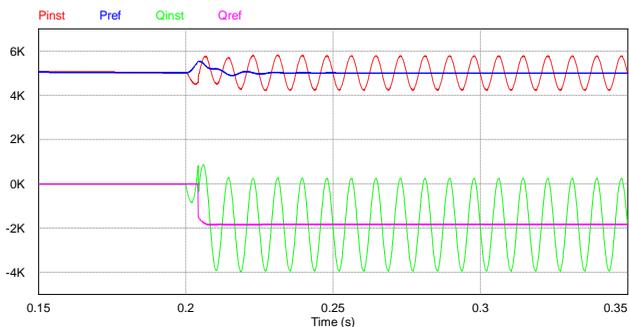


Figura 106: Correntes do inversor com o método BPSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão e controle em coordenadas estacionárias.

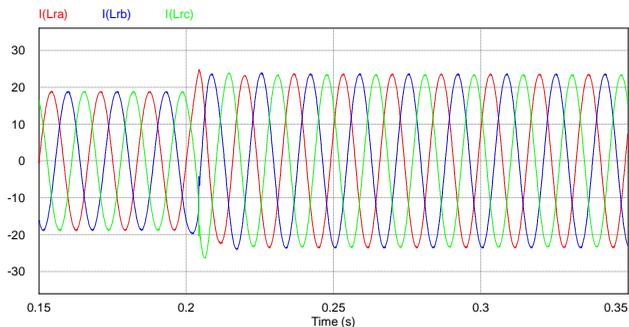


Figura 107: Correntes de referência e correntes do inversor em coordenadas síncronas com o método BPSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão.

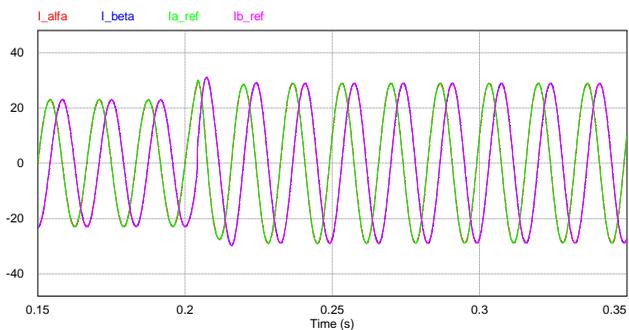
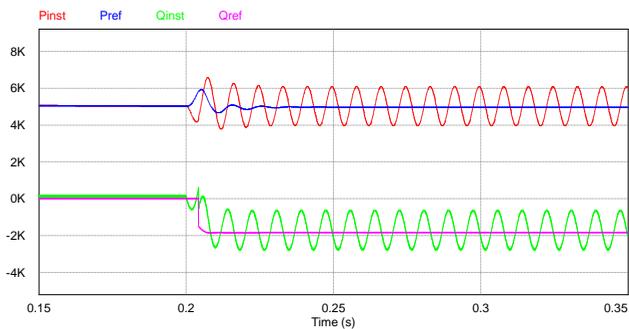


Figura 108: Potência ativa e reativa de referência e medições de potência ativa e reativa instantânea com o método BPSC e suporte de reativos durante afundamentos de tensão com controle em coordenadas estacionárias.



Analisando os resultados da simulação, observa-se que ambas malhas de controle de corrente, em coordenadas síncronas e estacionárias, apresentam resultados semelhantes. As malhas possuem equivalência em desempenho, assim como os métodos de sincronismo utilizados. Dessa forma, fica a critério do projetista escolher uma malha que atenda melhor às necessidades de projeto.

Como nesse trabalho o sistema de controle será implementado em uma plataforma digital, fica mais interessante utilizar a malha que apresenta menor esforço computacional e maior facilidade de implementação. Nesse caso, indica-se a malha de controle em coordenadas estacionárias (DSOGI-FLL).

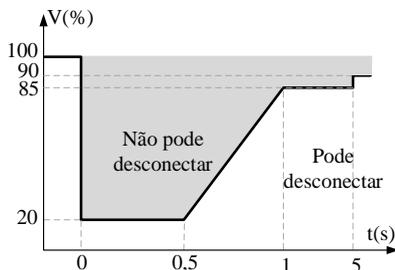
Quanto ao método de cálculo das referências de corrente é mais interessante para a rede ter uma potência ativa constante durante afundamentos de tensão do que correntes equilibradas. Outra vantagem da potência ativa constante é a redução da ondulação de tensão no capacitor do barramento CC, o que permite que se utilizem capacitores de filme no lugar de capacitores eletrolíticos de maior capacitância.

As correntes já são naturalmente desequilibradas devido às cargas distribuídas de forma distinta entre as fases do sistema. Só é possível ter a potência ativa constante quando não há suporte de reativos a rede. Contudo, o suporte de reativos é uma funcionalidade interessante, pois contribui com o controle primário de regulação de tensão quando múltiplas fontes contribuem de forma sistêmica durante o afundamento de tensão.

6.3 PROTEÇÃO DE LVRT

Dependendo da amplitude e duração do evento de afundamento de tensão, o inversor deve desconectar do sistema. A amplitude do afundamento é medida em função da norma de sequência positiva e a duração do evento deve acompanhar a curva de suportabilidade de tensão do código de rede local. De modo a avaliar o comportamento do sistema de controle, a curva de LVRT do Brasil, Figura 109, foi implementada.

Figura 109: Curva suportabilidade de tensão do Brasil.



No instante de tempo $t = 0,3s$ um afundamento assimétrico com amplitude de 50% na fase A ocorre. Não é utilizado método de limitação de potência ativa. O suporte de potência reativa está habilitado e o método de geração de corrente de referência é o PNSC. A partir da detecção do afundamento de tensão, as correntes injetadas na rede tornam-se desequilibradas, com componente de sequência negativa e potência reativa proporcional ao afundamento de tensão. A partir da comparação da norma de sequência positiva com a curva de LVRT, é possível detectar o momento o qual o inversor deve desconectar-se da rede. No instante em que as curvas se igualam, um contactor abre a conexão do inversor com a rede elétrica e as referências de potência são levadas a zero.

Figura 110: Tensões V_a , V_b , V_c , no ponto de conexão com a rede.

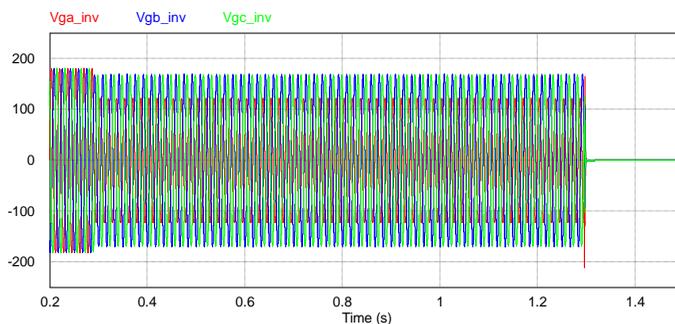


Figura 111: Correntes do inversor e correntes injetadas na rede.

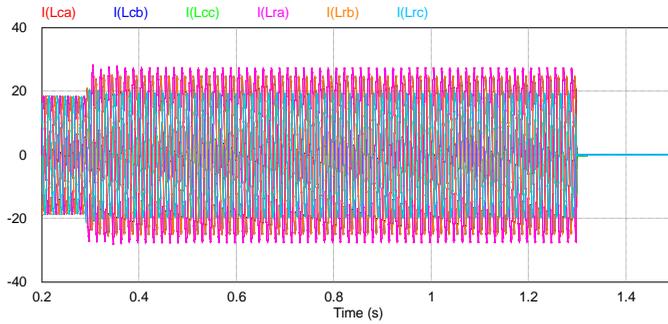


Figura 112: Potências ativa e reativa de referência e instantâneas.

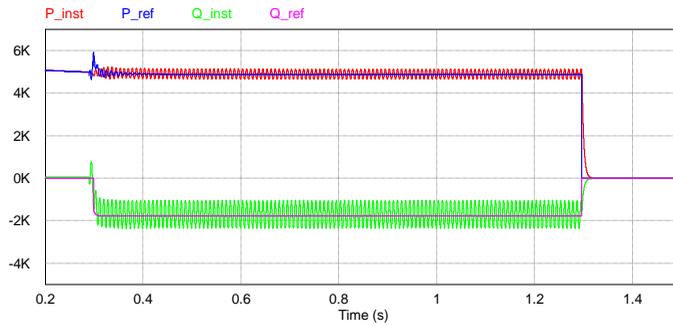
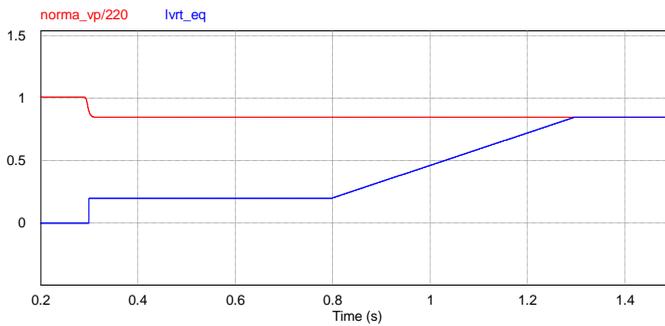


Figura 113: Norma da tensão de sequência positiva e curva de LVRT.



Outro caso será analisado, agora com o inversor devendo permanecer conectado à rede. No instante de tempo $t = 0,3s$ um afundamento assimétrico com amplitude de 50% na fase A ocorre, sendo cessado no instante de tempo $t = 1,2s$. O suporte de potência reativa está habilitado e o método de geração de corrente de referência é o PNSC.

A partir da detecção do afundamento de tensão, as correntes injetadas na rede tornam-se desequilibradas, com componente de sequência negativa e potência reativa proporcional ao afundamento de tensão. A partir da comparação da norma de sequência positiva com a curva de LVRT, monitora-se se o inversor deve desconectar ou não a rede. Como as curvas não se igualam, o inversor é mantido conectado durante todo o evento, retornando ao ponto de operação do momento pré-falta.

Figura 114: Tensões no Va, Vb, Vc, no ponto de conexão com a rede.

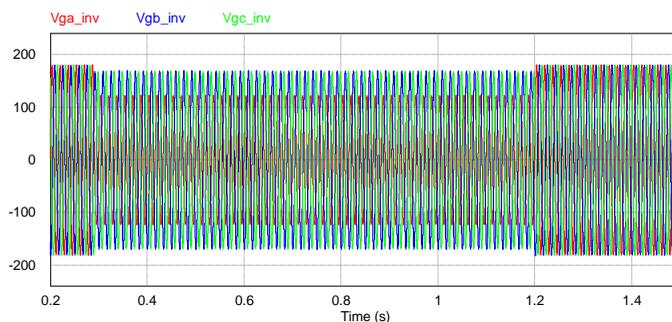


Figura 115: Correntes do inversor e correntes injetadas na rede.

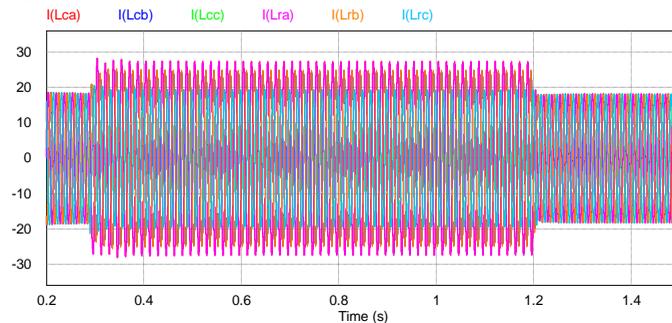


Figura 116: Potências ativa e reativa de referência e instantâneas.

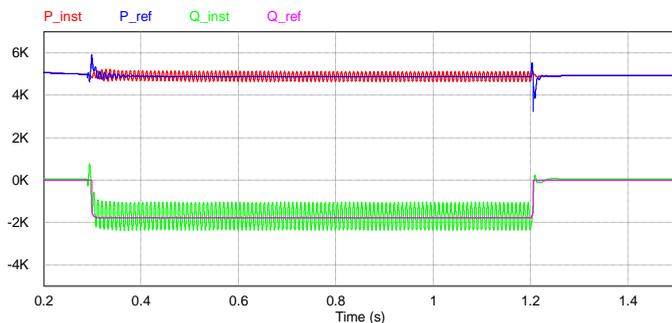
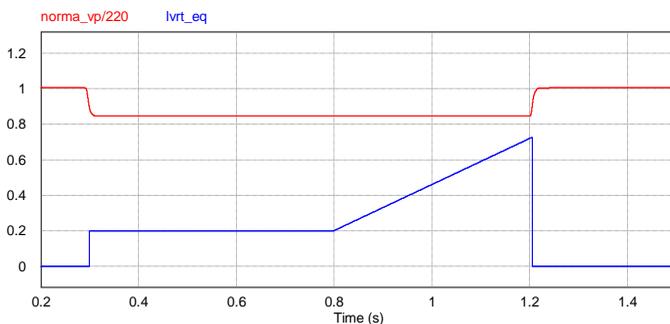


Figura 117: Norma da tensão de sequência positiva e curva de LVRT.



6.4 LIMITAÇÃO DE POTÊNCIA DURANTE AFUNDAMENTOS E PROTEÇÃO DE SOBRETENSÃO NO BARRAMENTO CC

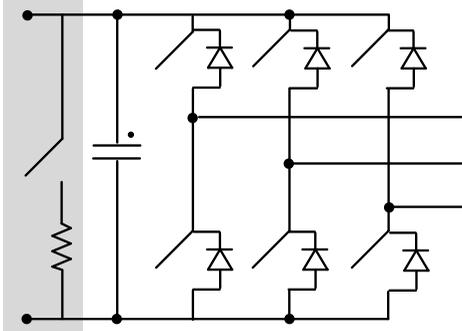
Durante eventos de afundamento de tensão de amplitude elevada, a contribuição de potência reativa torna-se mais significativa. É necessário limitar a potência ativa do inversor de modo que a potência aparente não ultrapasse os limites máximos estabelecidos em projeto. Inversores conectados à rede são comumente projetados para trabalhar com fator de potência unitário, sendo então, a potência aparente igual à potência ativa. Também é comum empregar um fator de sobrecarga temporário no dimensionamento do circuito de potência. A técnica de limitação de potência abordada nessa seção considera esses dois pontos.

A detecção de afundamento geralmente é função do inversor. Até que o retificador tenha a informação que um afundamento está ocorrendo e que o sistema de controle mecânico faça uma atuação no

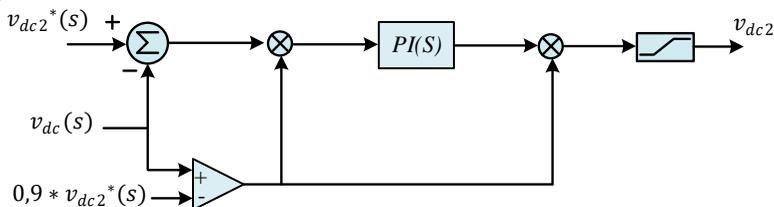
ângulo de *pitch* da turbina para limitar a potência mecânica, por sua vez, a potência elétrica, o afundamento de tensão já não existe mais. Por esse motivo, é necessário um dispositivo de proteção de sobretensão no barramento CC, uma vez que se a potência ativa entregue à rede é limitada, a potência entregue ao barramento CC pelo retificador, não é.

Existem dispositivos conhecidos como *crowbar* [97], [98], [99], [100], [101], Figura 118, que servem como sistema de proteção contra sobretensão. A topologia utilizada em turbinas eólicas a conversor pleno é um circuito *chopper*, composto por uma chave e um resistor de descarga. A ideia simplificada é que quando a tensão ultrapasse um limite pré estabelecido, acima do ponto de operação nominal, a chave do circuito de *crowbar* é acionada e o resistor de descarga dissipa a energia em excesso do barramento CC.

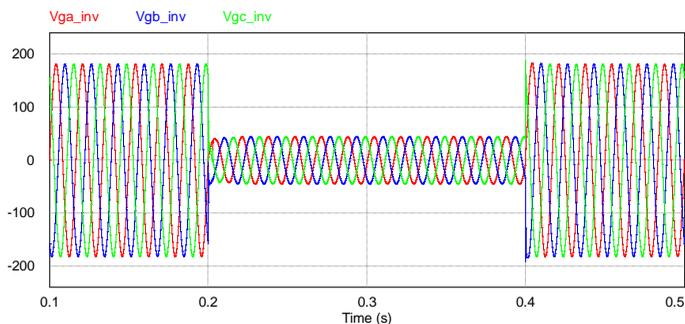
Figura 118: Circuito *crowbar* para proteção de sobretensão no barramento CC.



Uma técnica de controle para o circuito *chopper* é apresentada na Figura 119. Uma referência de tensão maior do que a referência de tensão nominal é utilizada. O circuito de controle do *chopper* só é habilitado quando a tensão do barramento CC ultrapassa 90% do valor da tensão de referência superior. A saída do controlador PI passa por um limitador e é utilizado para realizar a modulação PWM da chave do *chopper*. Outra estratégia mais simplificada pode ser utilizada, utilizando controle por histerese.

Figura 119: Malha de controle do *crowbar*.

Uma simulação de um afundamento de tensão, onde a contribuição de potência reativa é bastante significativa é apresentada a seguir. Inicialmente, o inversor encontra-se conectado e operando no seu ponto nominal, com fator de potência unitário. Um afundamento de tensão trifásico com $D = 0,75$ ocorre em $t = 0,2$ e tem duração de 200 ms, não sendo suficiente para desconectar o inversor da rede. As tensões trifásicas no ponto de conexão são apresentadas na Figura 120. O método de geração das referências de corrente é o PNSC. A curva de compensação de reativos é a mesma das simulações anteriores.

Figura 120: Tensões do inversor durante um afundamento trifásico com $D = 0,75$.

Durante o evento de afundamento de tensão, a potência reativa que deve se injetada é praticamente a potência nominal do inversor, devido à profundidade do afundamento. Com isso, torna-se necessário limitar a potência ativa injetada para não ultrapassar os limites operacionais do *hardware*. É considerado que o inversor possui um fator de sobrecarga de 2,5 p.u., por um intervalo máximo de 1 segundo. Com isso, as correntes durante o afundamento podem apresentar amplitudes elevadas. A Figura 121 apresenta as correntes do inversor e as correntes

injetadas na rede, e a Figura 122 apresenta as correntes do inversor em coordenadas estacionárias.

Figura 121: Correntes do inversor e correntes injetadas na rede em coordenadas abc.

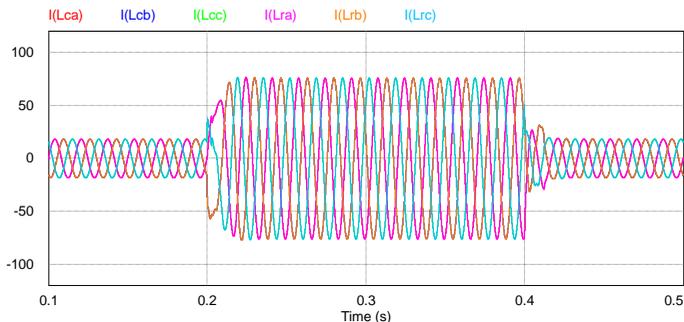
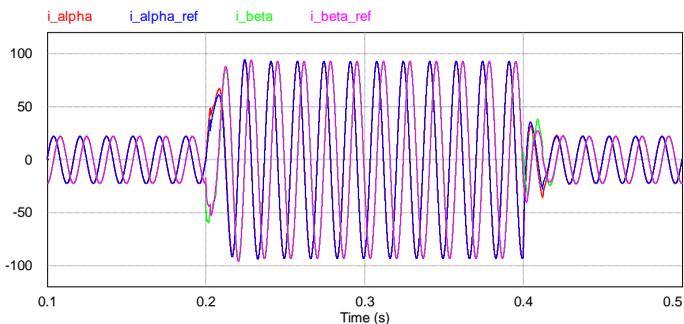
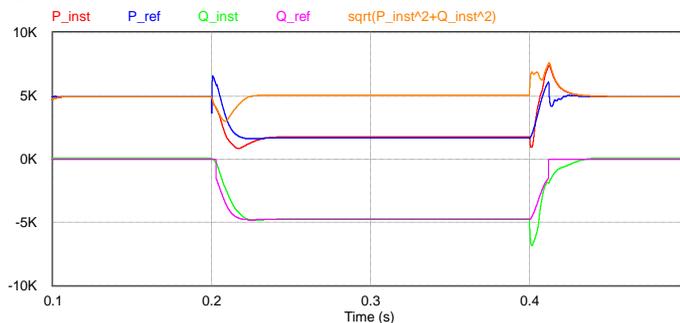


Figura 122: Correntes de referência e correntes do inversor em coordenadas estacionárias.



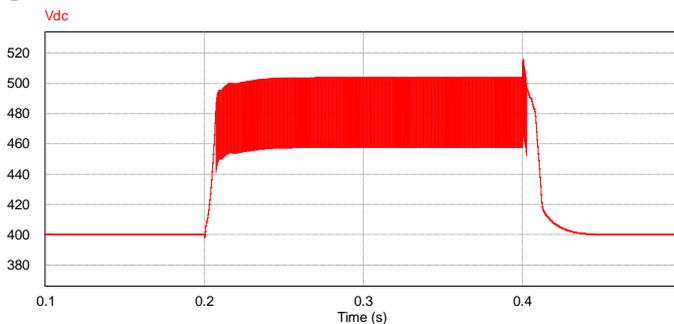
Apesar das correntes elevadas, o inversor não ultrapassa sua capacidade de potência aparente. A Figura 123 apresenta as potências ativa e reativa de referência assim como seus valores instantâneos. Também, apresenta o cálculo da potência aparente instantânea. Nota-se que a potência máxima é respeitada.

Figura 123: potências instantâneas do inversor.



Como há limitação de potência ativa, essa energia que está sendo injetada no barramento CC através do retificador deve ser dissipada. O controle de sobretensão assume o controle da tensão do barramento CC, fazendo com que a tensão fique controlada no limite superior, nesse caso, 470 V (valor médio). Após o evento de afundamento de tensão, a malha de tensão nominal volta a assumir o controle da tensão do barramento CC. A Figura 124 apresenta a tensão do barramento CC durante o afundamento de tensão trifásico.

Figura 124: Tensão do barramento CC durante afundamento de tensão.



6.5 PROTEÇÃO ANTI ILHAMENTO

Existem diversos tipos de métodos de detecção de ilhamento, sendo eles remotos ou locais. Dentre os mecanismos locais podem ser classificados em ativos e passivos. Como critério de desempenho é definida uma região no espaço ΔP e ΔQ onde o método de detecção de ilhamento não detecta a condição, sendo ΔP a diferença entre a potência ativa gerada pela unidade geradora e a consumida pela carga local e ΔQ

a potência reativa gerada pela unidade e a consumida pela carga local. Essa região é conhecida como Zona de Não Detecção (ZND) e quanto menor ela é melhor o método.

Geralmente, os mecanismos remotos não possuem ZND. Porém, os mecanismos são baseados na troca de informações entre a unidade e o operador do sistema, através de algum mecanismo de comunicação como fibras óticas ou cabos de comunicação convencionais. Entretanto, a implantação desses mecanismos possui custo bastante elevado, quando comparado com mecanismos locais. Os mecanismos locais são baseados nas informações disponíveis na unidade de geração. Normalmente essas informações já fazem parte do sistema de controle da unidade e, portanto, sensores ou aparelhos adicionais não são necessários. Os mecanismos de detecção de ilhamento passivo detectam a situação de ilhamento apenas através de medidas locais, sem interferir diretamente no sistema de controle.

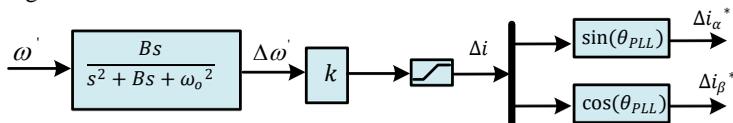
Os mais tradicionais métodos passivos são os relés de sub/sobre tensão e sub/sobre frequência. No entanto, essas técnicas de detecção apresentam uma ZND bastante elevada. Já os métodos de detecção de ilhamento locais ativos adicionam perturbações intencionalmente injetadas, que resultam em uma resposta distinta quando a condição de ilhamento está presente. Geralmente, a desvantagem dos métodos ativos é a degradação da qualidade de energia injetada na rede. Diversos métodos de detecção de ilhamento podem ser consultados em [102] e [103]. O método escolhido é apresentado na sequência.

O método de detecção de ilhamento escolhido foi desenvolvido pela *General Electric* e é um dos mais utilizados pelos aerogeradores de alto desempenho existentes no mercado [104]. O método apresenta uma ZND nula e uma degradação na qualidade de energia praticamente inexistente, se bem ajustado. O método é baseado em uma malha de realimentação positiva que induz o sistema de controle a ultrapassar os limites dos relés de sub/sobre frequência quando a unidade estiver operando de forma ilhada. A Figura 125 apresenta o diagrama de blocos do método escolhido. O parâmetro de entrada do algoritmo é a frequência da rede, detectada através de um método de sincronismo adequado. A frequência passa por um filtro passa banda e por um ganho k adequado. Após, um limitador também deve ser ajustado.

A saída do bloco deve ser inserida como forma de *feedforward* na referência de corrente e funciona como uma forma de perturbação, quando o sistema está ilhado, levando a malha de corrente a ficar instável, fazendo com que a proteção de sub/sobre frequência atue e desconecte o inversor da rede elétrica. Os parâmetros do filtro passa

banda e do ganho k devem ser ajustados de forma a suavizar o impacto na malha de corrente, como também atender o tempo máximo de desconexão de uma unidade de geração distribuída em situação de ilhamento.

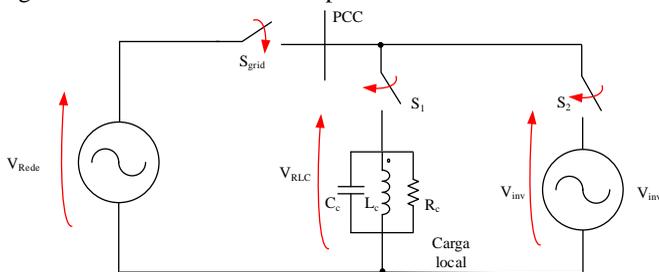
Figura 125: Malha de controle anti ilhamento.



6.5.1 Carga local e rede

De acordo com os critérios da Std IEE 1547.1, o procedimento para comissionamento de equipamento de detecção de ilhamento é definido de acordo com a Figura 126. A capacitância, a indutância, o fator de qualidade e a resistência de carga são calculados de acordo com o procedimento previsto pela norma, que estabelece que deve existir balanço de potência ativa e reativa entre geração e demanda da carga local. A carga local será ajustada para frequência de ressonância igual à frequência de operação da rede. O tempo máximo para desconexão da unidade de GD ilhada é de dois segundos. Os parâmetros da carga RLC podem ser calculados conforme equações (6.1), (6.2), (6.3) e (6.4).

Figura 126: Circuito de teste do procedimento de anti ilhamento.



$$C_c = \frac{PQ_f}{2\pi f v_c^2} \quad (6.1)$$

$$L_c = \frac{v_c^2}{2\pi f PQ_f} \quad (6.2)$$

$$Q_f = R_c \sqrt{\frac{C_c}{L_c}} \quad (6.3)$$

$$R_c = \frac{v_c^2}{P} \quad (6.4)$$

onde P é a potência ativa nominal por fase, f é a frequência da rede, v_c é a tensão nominal de fase. Os parâmetros de rede devem ser estimados de acordo com a capacidade de curto-circuito do sistema. Segundo a norma, a corrente de curto circuito mínima no PCC onde a unidade é conectada deve ter uma capacidade mínima definida por:

$$I_{ccmin} = 20I_r \quad (6.5)$$

onde I_r é a corrente nominal do inversor. Assim, desprezando a capacitância e a resistência da rede no PCC, a máxima indutância L_{rede} é dada por:

$$L_{rede-max} = \frac{v_c}{I_{ccmin} 2\pi f} \quad (6.6)$$

Com a finalidade de validar a análise e o algoritmo de detecção de ilhamento, o circuito da Figura 127 foi simulado. É considerado que o conversor está operando em sua condição nominal, com a contatora da rede fechada e a carga RLC está conectada ao ponto comum de conexão, compartilhando o barramento CA com o inversor. No instante de $t = 0,5$ o contactor da rede é aberto e o inversor encontra-se ilhado, fornecendo potência para a carga. A carga RLC é dimensionada de forma a consumir toda a potência entregue ao ponto de conexão, fazendo com que as correntes do inversor injetadas na rede sejam praticamente nulas. O método de geração de referências de corrente utilizado é o PNSC. Os parâmetros do circuito simulado são os mesmo utilizados anteriormente.

O inversor encontra-se em regime permanente, injetando potência ativa na rede no ponto de operação nominal. A carga RLC consome toda a potência gerada pelo inversor. A partir do ilhamento, quando o contactor da rede abre, as correntes de referência do inversor começam a ficar distorcidas, em função da componente de *feedforward* calculada pelo algoritmo de anti ilhamento. Com isso, as potências ativa e reativa

sofrem variações, fazendo com que a frequência das tensões do inversor também varie. Quando a frequência ultrapassa os limites estabelecidos por norma, nesse caso simplificada em 56,6 Hz e 63 Hz, a proteção de frequência atua e desconecta o inversor da rede em menos de 50 ms após o ilhamento, bem abaixo dos 2 segundos especificados pela norma.

Figura 127: Circuito de simulação para detecção de ilhamento.

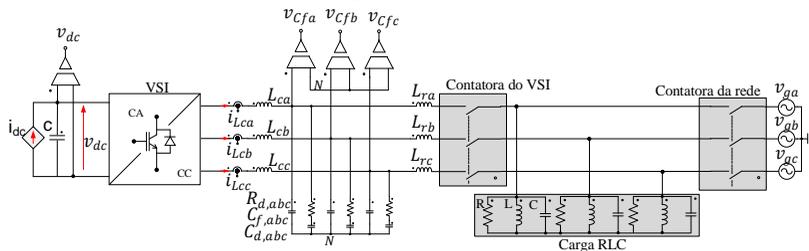


Figura 128: Tensões de fase no PCC.

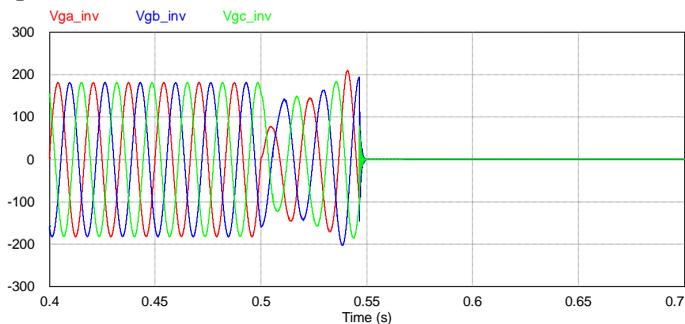


Figura 129: Correntes do inversor e correntes injetadas na rede.

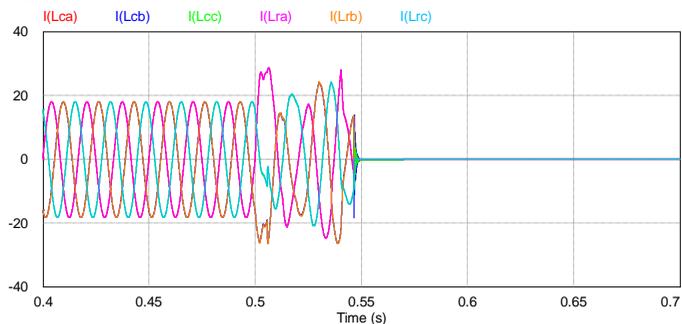


Figura 130: Correntes de referência e correntes do inversor em coordenadas estacionárias.

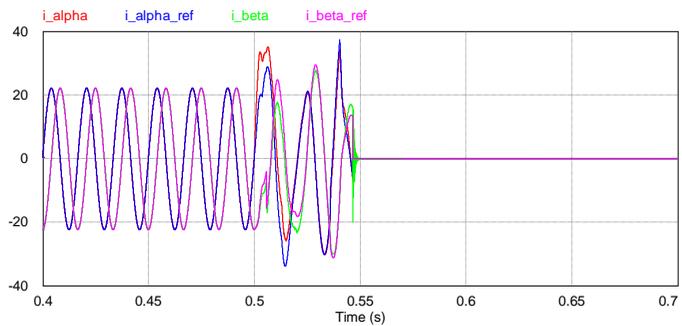


Figura 131: Limites de frequência e frequência medida pelo DSOGI.

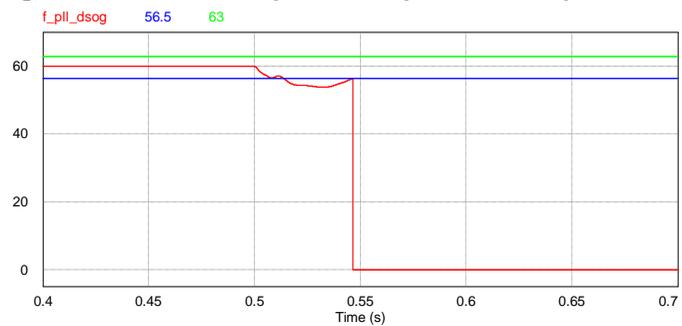


Figura 132: Potências ativa e reativa de referência, instantâneas e potência na carga RLC.

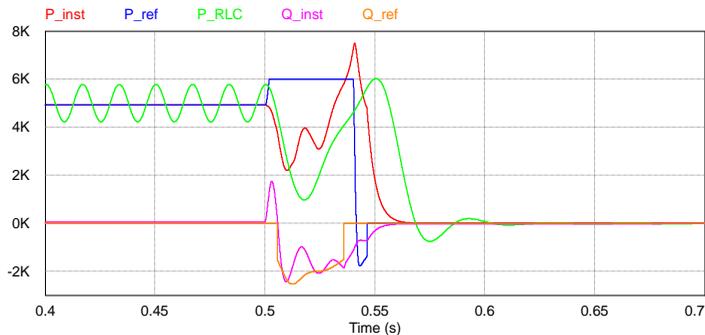
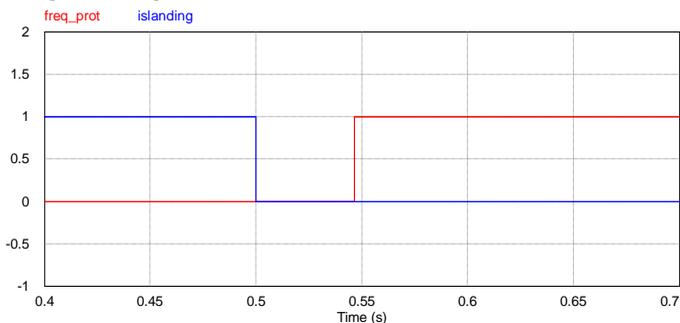


Figura 133: Momento de ilhamento do inversor e momento de atuação da proteção de frequência.



6.6 CONCLUSÕES

Nesse Capítulo, duas propostas de controle do VSI com capacidade de *low voltage ride through* foram apresentada e discutidas através de resultados de simulação. Dois métodos para gerar referências de corrente durante afundamentos de tensão foram analisados, sendo que cada um possui suas vantagens e desvantagens. O método PNSC foi considerado mais adequado para implementação, uma vez que é possível cancelar oscilações de potência ativa. Já o método BPSC, torna-se interessante uma vez que uma carga local necessite de correntes equilibradas.

Outra funcionalidade discutida foi à injeção de potência reativa durante afundamentos de tensão. O suporte de potência reativa pode ser

realizado através do controle do fator de potência ou através de uma curva previamente estipulada pelo código de rede, trazendo como vantagem a contribuição da unidade na regulação primária de tensão.

Soluções para o controle de tensão do barramento CC durante afundamentos, baseado em um sistema de *crowbar* foram apresentadas. Um circuito *chopper* regula a tensão do barramento em um nível acima do nominal, evitando que a tensão do barramento extrapole os limites operacionais. O sistema de controle do *chopper* é realizado com um controlador PI.

Proteções de LVRT e ilhamento foram discutidas com resultados de simulação. A proteção de LVRT é baseada na comparação da curva do código de rede com a norma das tensões de sequência positiva, e demonstrou a capacidade do sistema de controle de suportar os afundamentos de tensão.

Já o método anti ilhamento, que introduz uma perturbação na malha de corrente, foi discutido. O método faz com que as proteções de sub/sobre tensão ou sub/sobre frequência atuem em casos de ilhamento não intencional, devido à injeção de perturbações na malha de corrente. O método atende aos requisitos de desempenho.

7 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE

Um sistema de controle para implementação prática é selecionado e projetado nesse Capítulo. Previamente, foram comparadas estratégias de sincronismo e malhas de corrente para o inversor, em coordenadas síncronas e estacionárias. Foi comprovado via simulação que ambas as estratégias tem resultados equivalentes, e diferem basicamente no esforço e complexidade de implementação.

Também são escolhidos e projetados algoritmos de proteção para atender os requisitos de conexão do inversor. Os projetos são realizados visando à implementação e teste em um inversor trifásico de potência reduzida (5 kW), compatível com a infraestrutura disponível no laboratório. Entretanto, a metodologia pode ser replicada para inversores trifásicos de tensão de qualquer potência.

7.1 PROJETO DA MALHA DE CORRENTE

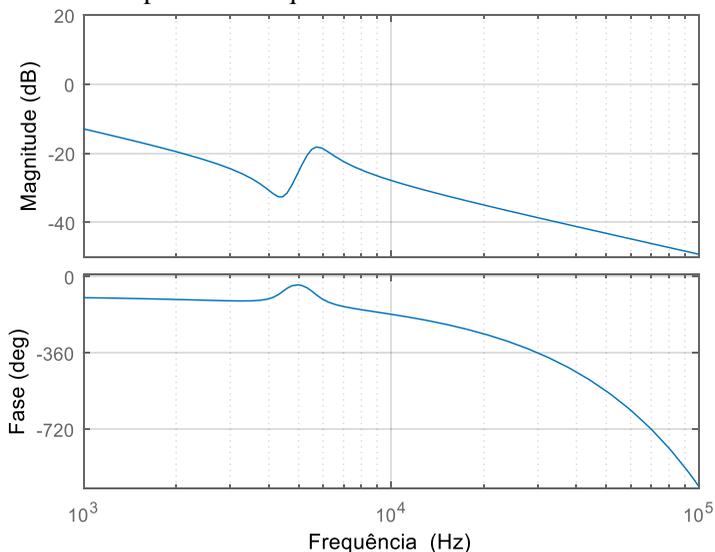
A malha de corrente escolhida para implementação é a malha em coordenadas estacionárias, devido à facilidade de implementação e em virtude do menor esforço computacional associado ao microcontrolador. A malha consiste basicamente de um controlador proporcional ressonante, sintonizado na frequência da rede elétrica e nos principais componentes harmônicos normalmente presentes nas tensões de linha da rede.

Os parâmetros do inversor são os mesmos parâmetros do inversor simulado no capítulo anterior e apresentados na Tabela 11. A especificação dos parâmetros do controlador é dada pela Tabela 12. A resposta em frequência de malha aberta do filtro LCL é apresentada na Figura 134.

Tabela 12: Parâmetros de desempenho do controlador PR(s).

Descrição	Parâmetro	Valor
Margem de fase	M_f	50°
Frequência de ressonância	f_{r1}	60 Hz
Frequência de ressonância 2	f_{r5}	300 Hz
Frequência de ressonância 3	f_{r7}	420 Hz
Frequência de cruzamento	f_c	1 kHz

Figura 134: A resposta em frequência de malha aberta do filtro LCL.

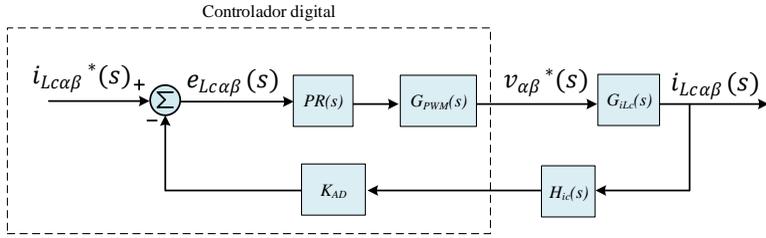


O controle de corrente pode ser expresso pelo seu diagrama de blocos, conforme Figura 135. Devem ser levados em conta outras funções de transferência, além da planta do sistema e da função de transferência do controlador. Atrasos dos circuitos de modulação, ganhos de sensores e condicionamento de sinais, filtros anti *aliasig* e o ganho do circuito de aquisição analógico digital também devem ser considerados no projeto da malha de controle. Os blocos do diagrama são os seguintes:

- $PR(s)$: Função de transferência do controlador proporcional ressonante;
- $G_{PWM}(s)$: Atraso dos cálculos e moduladores digitais;
- $G_{iLc}(s)$: Função de transferência de pequenos sinais da corrente no lado do conversor em função da tensão CA em coordenadas estacionárias;
- $H_{ic}(s)$: Ganho do circuito de condicionamento de sinais;
- K_{AD} : Ganho do conversor AD, onde R_{AD} é a resolução e V_{AD} é a tensão máxima do conversor.

As equações que descrevem esses ganhos são expressas a seguir.

Figura 135: Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.



$$H_{ic}(s) = K_{sens}K_{cond} \frac{\omega_0}{s + \omega_0} \quad (7.1)$$

$$K_{AD} = \frac{R_{AD}}{V_{AD}} \quad (7.2)$$

$$G_{PWM}(s) = K_{PWM} \frac{1}{2} \left(e^{-s(1-D)T_s} + \frac{1}{2} e^{-sDT_s} \right) \quad (7.3)$$

A função de transferência de laço aberto $FTLA_{Gi}(s)$ da malha de corrente é dada por:

$$FTLA_{Gi}(s) = PR(s)G_{PWM}(s)G_{iLc}(s)H_{ic}(s)K_{AD} \quad (7.4)$$

Considerando o cruzamento por zero de $FTLA_{Gi}(s)$ na frequência de cruzamento f_c , a equação (7.5) deve ser satisfeita. Dessa forma, a largura de banda do controlador pode ser definida.

$$|FTLA_{Gi}(2\pi f_c)| = 1 \quad (7.5)$$

Para que a $FTLA$ tenha uma margem de fase definida por M_f , a equação (7.6) deve ser satisfeita.

$$\arg(FTLA_{Gi}(2\pi f_c)) + 180 = M_f \quad (7.6)$$

De acordo com os critérios de projeto, os parâmetros do controlador ressonante podem ser calculados para satisfazer as equações acima. Considerando os valores dos ganhos do conversor AD, do modulador, do sensor de corrente e do circuito de condicionamento unitários e a normalização da malha com relação a tensão do barramento

CC, os valores calculados são expressos na Tabela 13. A equação (7.7) expressa o compensador ressonante com compensação de 5ª e 7ª harmônicas. A resposta em frequência do compensador projetado é apresentada na Figura 136. Já a resposta em frequência da $FTLA_{Gi}$ é apresenta na Figura 137.

Tabela 13: Parâmetros do controlador PR(s).

Descrição	Parâmetro	Valor
Ganho proporcional	k_p	4,123
Ganho integral	k_i	7908×10^4
Frequência de ressonância	ω	$2\pi 60$
Coefficiente de amortecimento	ω_c	0,000001

$$\begin{aligned}
 C(s) = & k_p + \frac{2k_i\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \\
 & + \frac{2k_i\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (5\omega)^2} \\
 & + \frac{2k_i\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (7\omega)^2}
 \end{aligned} \tag{7.7}$$

Figura 136: Resposta em frequência do controlador proporcional ressonante projetado.

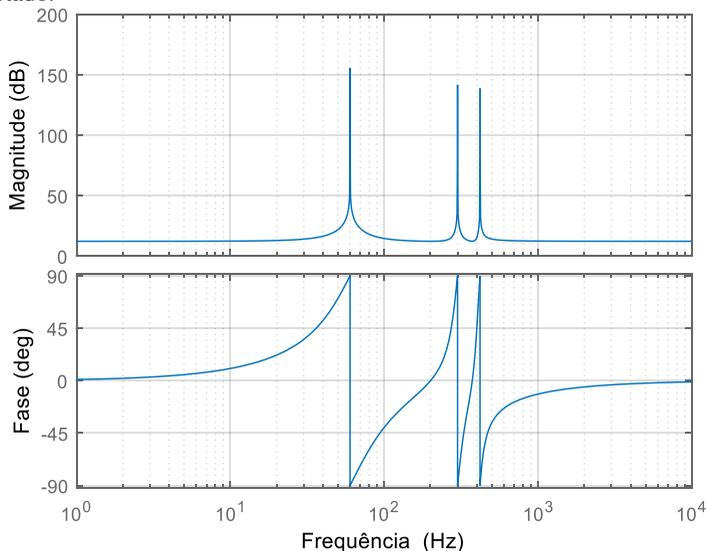
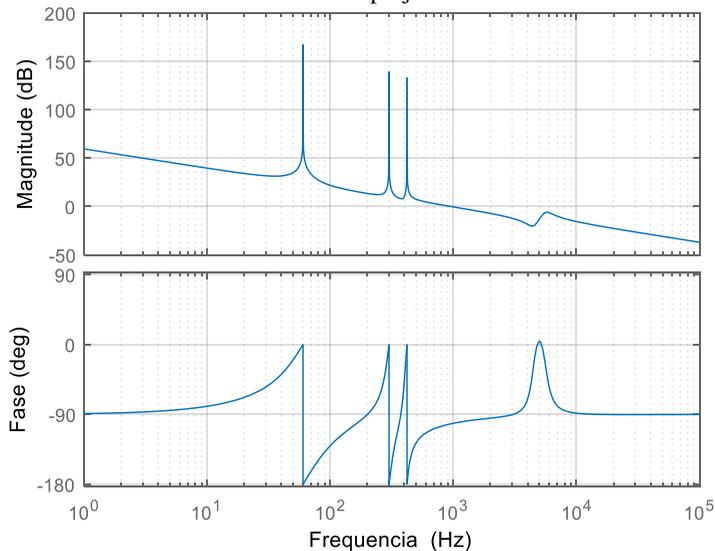


Figura 137: Resposta em frequência da função de transferência de malha aberta da planta de corrente com o controlador projetado.



A função de transferência pode ser discretizada pelo método de Tustin, substituindo o operador de Laplace pela equação (7.8).

$$s = \frac{2z - 1}{T_s z + 1} \quad (7.8)$$

De modo a facilitar a implementação, cada parcela ressonante pode ser discretizada separadamente e o ganho proporcional pode ser somado. Esse procedimento facilita a aplicação da limitação da parcela ressonante com limitadores individualmente aplicados a cada parcela. A função de transferência do controlador no domínio z pode ser descrita como:

$$\begin{aligned} PR(z) = k_p + & \frac{b_{0_{pr}}z^2 + b_{1_{pr}}z + b_{2_{pr}}}{a_{0_{pr}}z^2 + a_{1_{pr}}z + a_{2_{pr}}} \\ & + \frac{b_{0_{pr5}}z^2 + b_{1_{pr5}}z + b_{2_{pr5}}}{a_{0_{pr5}}z^2 + a_{1_{pr5}}z + a_{2_{pr5}}} \\ & + \frac{b_{0_{pr7}}z^2 + b_{1_{pr7}}z + b_{2_{pr7}}}{a_{0_{pr7}}z^2 + a_{1_{pr7}}z + a_{2_{pr7}}} \end{aligned} \quad (7.9)$$

Realizando a normalização da função de transferência com relação ao termo a_0 tem-se, para cada implementação da parcela ressonante:

$$y_r[k] = -(a_{1_{pr}}y[k-1] + a_{2_{pr}}y[k-2]) + b_{2_{pr}}u[k-2] + b_{1_{pr}}u[k-1] + b_{0_{pr}}u[k] \quad (7.10)$$

$$y_{r_5}[k] = -(a_{1_{pr5}}y[k-1] + a_{2_{pr5}}y[k-2]) + b_{2_{pr5}}u[k-2] + b_{1_{pr5}}u[k-1] + b_{0_{pr5}}u[k] \quad (7.11)$$

$$y_{r7}[k] = -(a_{1_{pr7}}y[k-1] + a_{2_{pr7}}y[k-2]) + b_{2_{pr7}}u[k-2] + b_{1_{pr7}}u[k-1] + b_{0_{pr7}}u[k] \quad (7.12)$$

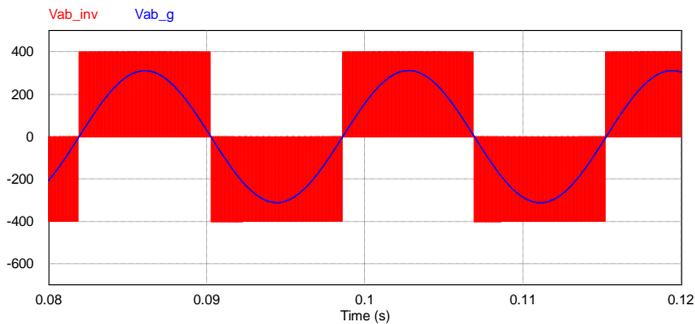
O controlador proporcional ressonante pode ser expresso somando o termo proporcional com as parcelas ressonantes:

$$y_{pr}[k] = k_p + y_r[k] + y_{r_5}[k] + y_{r7}[k] \quad (7.13)$$

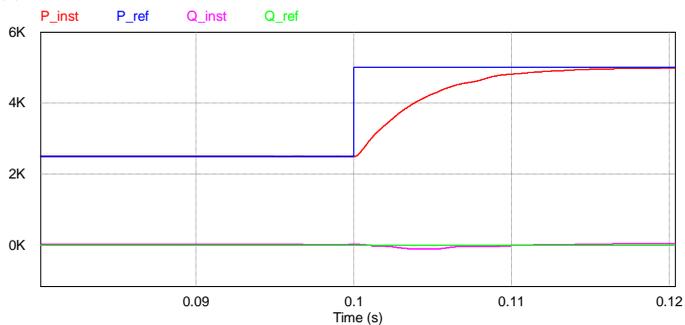
Para avaliar o desempenho do controlador projetado, uma simulação com a malha de corrente do inversor discretizada foi implementada. Nessa simulação, foi utilizado o modelo comutado do inversor. Os parâmetros de simulação são os mesmos anteriores, com frequência de comutação de 20 kHz. Em $t = 0,1s$, um degrau de referência de potência de 50% (2,5 kW) para 100% (5 kW) é realizado. O método de geração de referências de corrente utilizado foi o PNSC.

A Figura 138 apresenta os resultados de simulação do circuito, com uma tensão de rede com apenas a componente fundamental em 60 Hz. O sistema de controle do inversor responde rapidamente ao degrau de potência. Novas referências de corrente são calculadas a partir do novo ponto de operação do inversor.

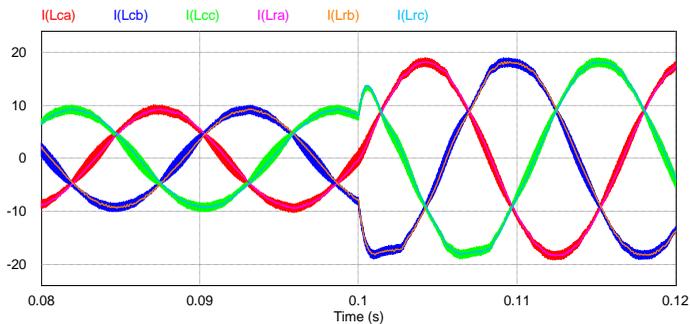
Figura 138: Simulação do inversor trifásico conectado à rede com degrau de potência ativa.



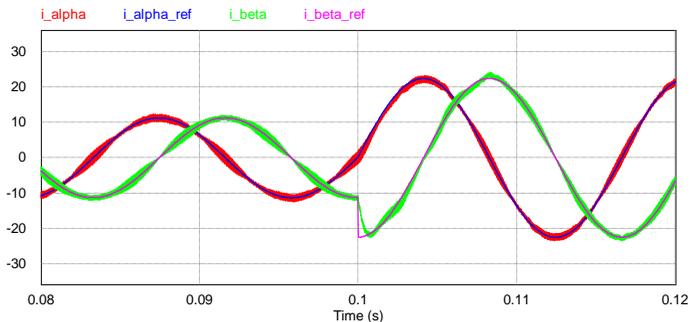
(a) Tensão V_{ab} do inversor e tensão V_{ab} da rede elétrica.



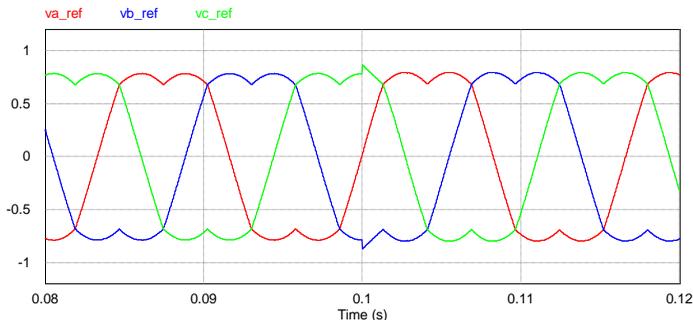
(b) Referências de potência ativa e reativa medições de potência ativa e reativa com filtro passa baixas de 100 Hz.



(c) Correntes no indutor do lado do inversor e do lado da rede elétrica.



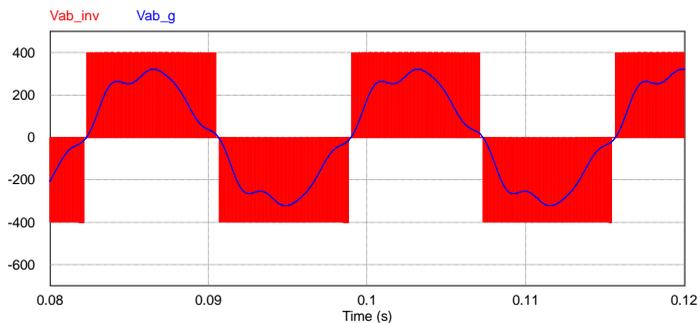
(d) Referências de corrente e medições das correntes em coordenadas estacionárias.



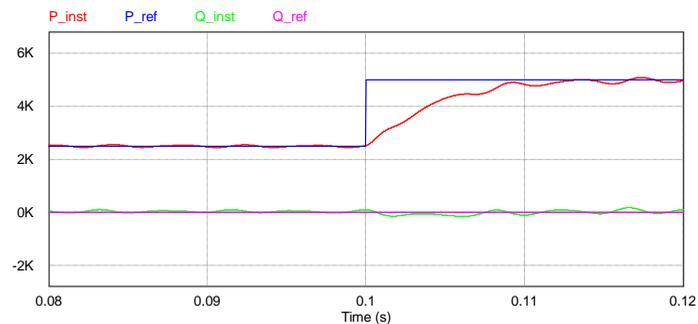
(e) Razões cíclicas de controle aplicados a modulação PWM.

Uma nova simulação é realizada, agora para validar o desempenho dos controladores proporcional ressonante projetados para atenuar componentes harmônicos da tensão da rede. São adicionados componentes de 5ª e 7ª ordem, com amplitudes de 5% e 10%, respectivamente, da tensão fundamental. Pode ser observado que as tensões de referência do sistema de controle são modificadas para compensar os harmônicos presentes na rede, de modo que, as correntes injetadas continuem sendo senoidais, livre dos conteúdos harmônicos indesejados.

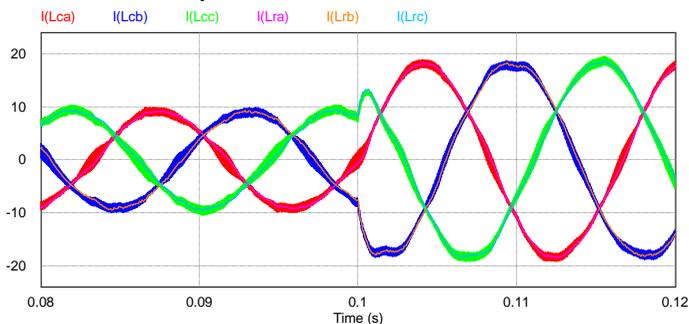
Figura 139: Simulação do inversor trifásico conectado à rede com degrau de potência ativa e tensão da rede com componentes harmônicos de 5ª (10%) e 7ª (5%) ordem.



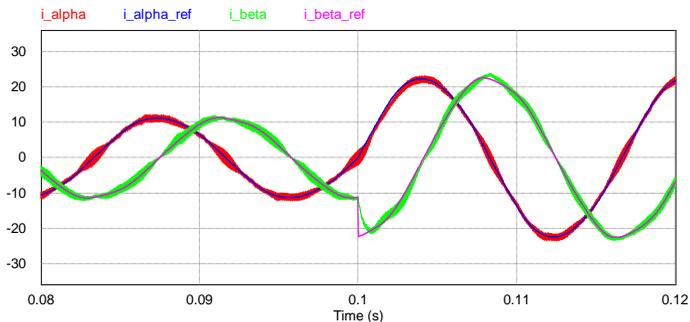
(a) Tensão V_{ab} do inversor e tensão V_{ab} da rede elétrica.



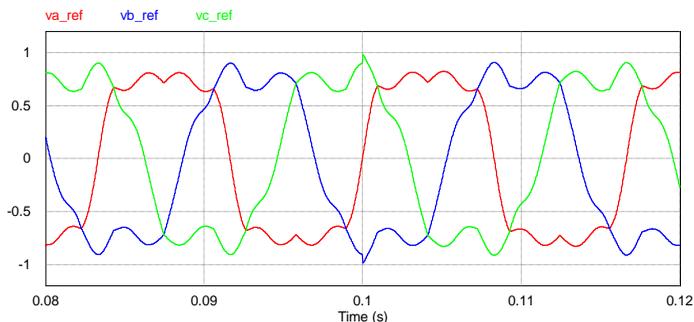
(b) Referências de potência ativa e reativa e medições de potência ativa e reativa com filtro passa baixas de 100 Hz.



(c) Correntes no indutor do lado do inversor e do lado da rede elétrica.



(d) Referências de corrente e medições das correntes em coordenadas estacionárias.



(e) Razões cíclicas de controle aplicados a modulação PWM.

7.2 PROJETO DA MALHA DE TENSÃO

Em [34], a planta para controle de tensão do inversor é levantada considerando o equilíbrio de potência no barramento CC. A abordagem utiliza a teoria das potências instantâneas e faz a modelagem da planta em coordenadas síncronas. A equação (7.14) expressa a função de transferência de pequenos sinais da tensão do barramento CC pela corrente de eixo direto do inversor.

$$\frac{v_{dc}(s)}{i_d(s)} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{R_o}{(1 + R_o Cs)} \quad (7.14)$$

onde

$$R_o = \frac{V_{dc}}{I_o} \quad (7.15)$$

$$V_{dc} \cong \sqrt{2} V_g \quad (7.16)$$

sendo

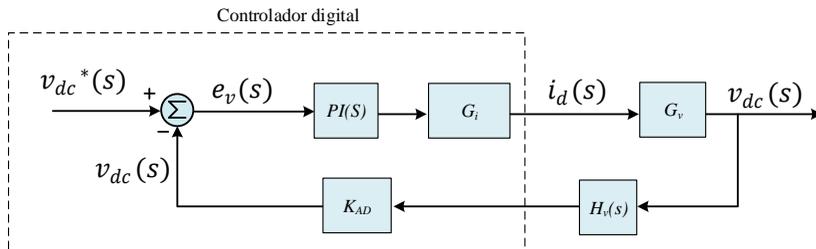
R_o a carga equivalente do barramento CC;

I_o é a corrente de carga equivalente

V_g é a tensão RMS da rede elétrica

A malha de tensão pode representada em diagrama de blocos, conforme

Figura 140: Diagrama de blocos da malha de controle de tensão.



Os blocos do diagrama são os seguintes:

- $PI(s)$: Função de transferência do controlador proporcional integral;
- $G_i(s)$: Malha de corrente;
- $G_v(s)$: Planta de tensão;
- $H_v(s)$: Ganho do circuito de condicionamento de sinais;
- K_{AD} : Ganho do conversor AD

A especificação dos parâmetros de desempenho da malha de tensão é dada pela Tabela 14.

Tabela 14: Parâmetros da desempenho do controlador PI(s).

Descrição	Parâmetro	Valor
Margem de fase	M_f	70°
Frequência de cruzamento	f_c	5 Hz

De acordo com os critérios de projeto, os parâmetros do controlador proporcional integral podem ser calculados para satisfazer

as equações de margem de fase e frequência de cruzamento, utilizando o mesmo procedimento da malha de corrente. Considerando os valores dos ganhos do conversor AD, da malha de corrente, do sensor de tensão e do circuito de condicionamento unitários e a normalização da malha com relação à tensão do barramento CC, os valores calculados são expressos na Tabela 15.

A equação (7.17) expressa o compensador proporcional integral. A resposta do controlador projetado é apresentada na Figura 141. Já a resposta em frequência da *FTLA* da malha de tensão é apresentada na Figura 142. O Procedimento de discretização do controlador PI é o mesmo utilizado para a malha de corrente, através do método de Tustin, e será omitido.

Tabela 15: Parâmetros do controlador PI(s).

Descrição	Parâmetro	Valor
Ganho proporcional	k_p	1,472
Ganho integral	k_i	499,382

$$PI(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (7.17)$$

Figura 141: Resposta em frequência do controlador PI projetado.

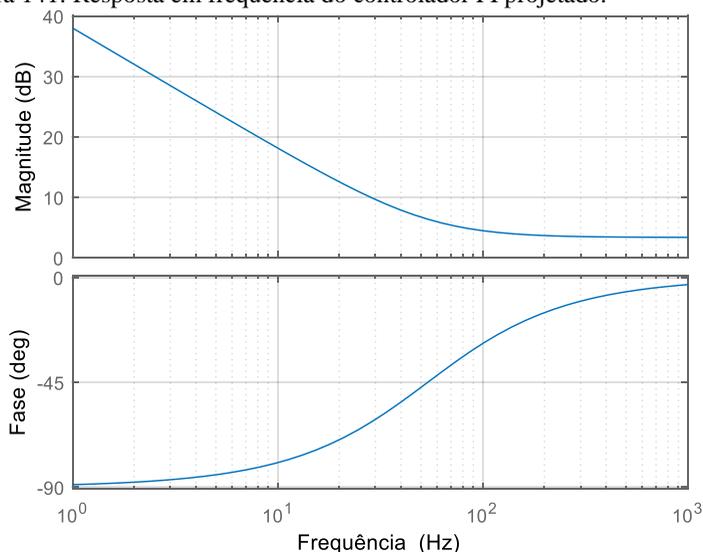


Figura 142: Resposta em frequência da FTLA da planta de tensão com o controlador PI projetado.

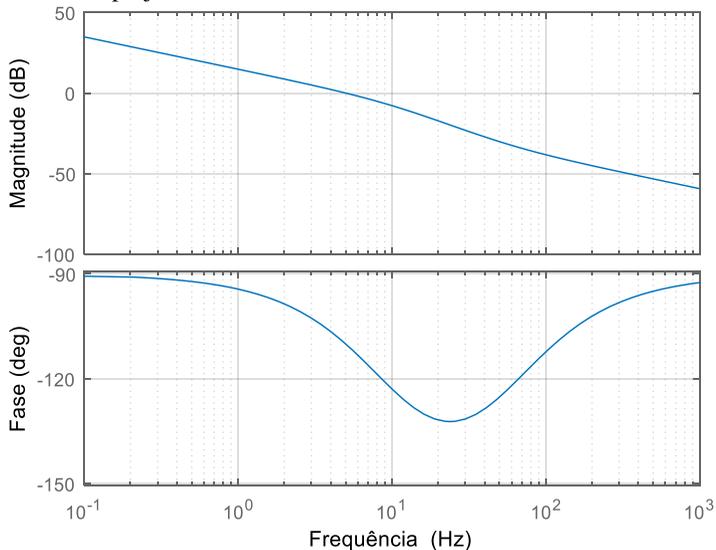
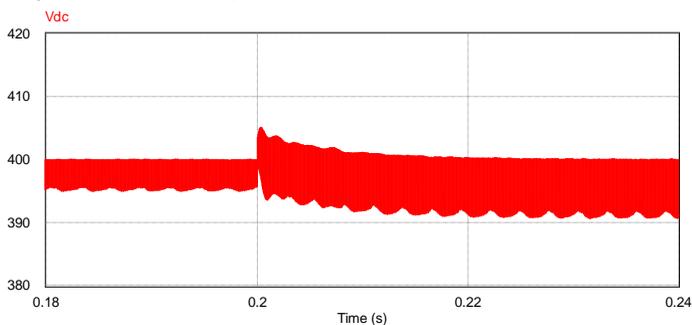


Figura 143: Tensão do barramento CC durante um degrau de potência de 2,5 kW para 5 kW em $t = 0,2s$.



7.3 CONCLUSÕES

Esse Capítulo apresentou aspectos de implementação e projeto dos controladores de corrente e tensão. Para o controle de corrente, foram utilizados controladores proporcional + ressonante, com frequência de ressonância na frequência fundamental da rede e nas harmônicas de ordem 5 e 7. Uma solução para implementação digital do

controlador foi apresentada baseado no método de discretização de Tustin. A malha de tensão também foi projetada, utilizando um controlador proporcional + integral. Esse controlador garante erro nulo para entradas contínuas, sendo suficiente para regulação da tensão do barramento CC. Foram utilizados como critério de projeto para ambas as malhas a margem de fase e a frequência de corte.

Uma série de simulações com o modelo comutado do inversor foram apresentadas para validar o projeto do sistema de controle. A malha de controle de corrente foi validada aplicando um degrau de referência de corrente e observando a resposta dinâmica das correntes no indutor L_c . Já a malha de controle de tensão foi validada com um degrau de potência ativa, observando-se a resposta dinâmica da tensão do barramento CC.

8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para validar os resultados de simulação, utilizou-se um protótipo de um VSI projetado em [105] com as características da Tabela 16. A Figura 144 apresenta uma foto do VSI e a Figura 145 uma foto do filtro LCL utilizado. A plataforma digital escolhida para implementar os algoritmos de controle do inversor é um DSP (*digital signal processor*). O DSP é amplamente utilizado para aplicações de controle em eletrônica de potência de tempo real, sendo muito utilizada pela indústria em diversos produtos e pela academia para validação de conceitos e protótipos. A Tabela 17 apresenta as principais características do DSP escolhido.

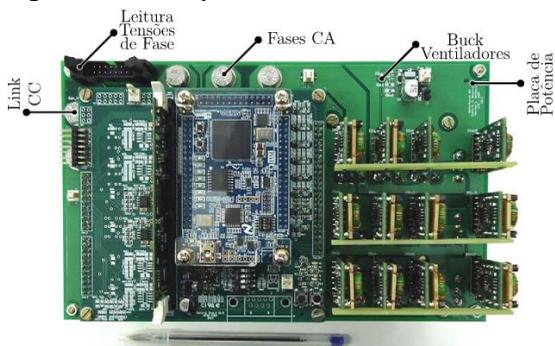
Tabela 16: Parâmetros do protótipo de VSI utilizado.

Descrição	Parâmetro	Valor
Potência nominal	P	5 kW
Tensão de linha da rede	V_g	220 V _{rms}
Frequência da rede	f	60 Hz
Corrente nominal	I_g	13,12 A _{rms}
Indutor do lado inversor	L_c	460 μ H
Indutor do lado da rede	L_r	230 μ H
Capacitor do filtro	C_f	4 μ F
Capacitor de amortecimento	C_d	2 μ F
Resistor de amortecimento	R_d	12 Ω
Frequência de chaveamento	f_s	19,98 kHz

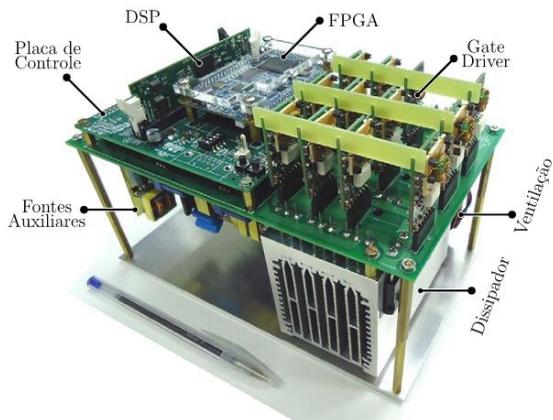
Tabela 17: Características do DSP utilizado.

Descrição	Parâmetro
Fabricante	Texas instruments
Part number	TMS320F28335
MIPs	150
CPU	C28x 32 bits
Memória	512 KB (Flash) + 68 KB (RAM)
ADC	16 Ch (12 bits)
PWM	12 Ch
SPI	1
UART	3
I2C	1

Figura 144: Protótipo do VSI utilizado [105].

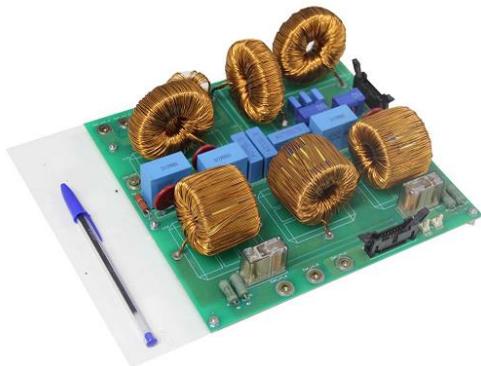


(a) Vista superior do protótipo.



(b) Vista em perspectiva do protótipo.

Figura 145: Protótipo do filtro LCL utilizado [105].



A Figura 146 apresenta o diagrama de blocos do hardware utilizado. As correntes do inversor (i_{Lcb} , i_{Lcc}) e da rede (i_{Lrb} , i_{Lrc}), das fases B e C são medidas com sensores de corrente de efeito hall. Já as medições da tensão do barramento CC (V_{dc}) e das tensões dos capacitores do filtro LCL ($V_{cf,ab}$, $V_{cf,bc}$) são realizadas através de divisores resistivos. Esses sinais são levados até a placa de condicionamento, onde os sinais são filtrados e condicionados aos níveis compatíveis com o conversor AD do DSP.

A interface de programação e *debug* é realizada através do *software code composer*, da fabricante de semicondutores, *Texas Instruments*, através de um emulador XDS100V2. LEDs disponíveis na placa de condicionamento são utilizados para sinalizar falhas ou estados do *software* de controle. Os sinais PWM calculados pelas malhas de controle passam por *buffers* presentes na placa de controle e são aplicados a *gate drivers* isolados, e por fim, aos interruptores na placa de potência.

A conexão com a rede é realizada através da placa de filtros de EMI, que contém um filtro LCL amortecido e filtros de modo comum. Também apresenta proteção contra surtos de tensão através de varistores. Uma saída digital da placa de controle aciona os relés de pré-carga, que curto-circuitam resistores presentes nas fases B e C do inversor. Uma fonte auxiliar de 12V alimenta a placa de controle e a placa de filtros de EMI. O FPGA não é utilizado nesse trabalho.

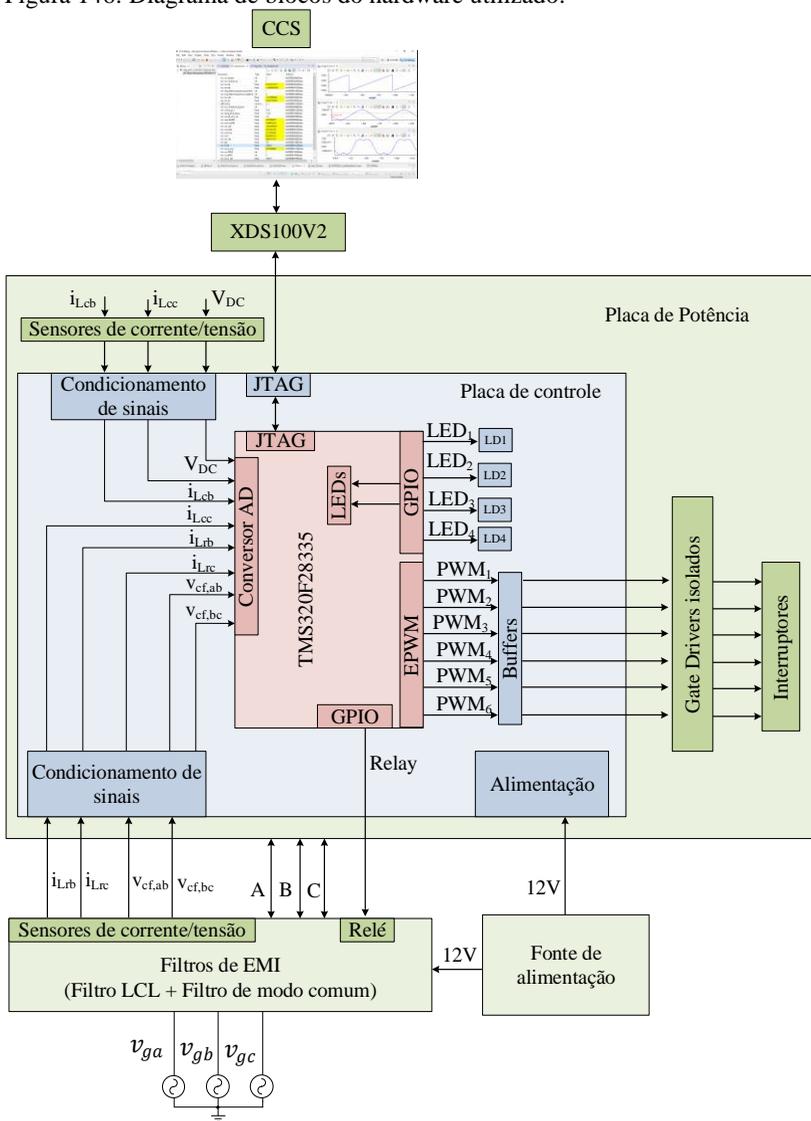
8.1 IMPLEMENTAÇÃO DO SOFTWARE DE CONTROLE

O sistema de controle do inversor é um sistema complexo com diversos estados, sendo necessária alguma forma de gerenciamento e de tomada de decisão dentro do software. Por isso, uma máquina de estados que controla e ativa/desativa os blocos de controle dependendo da situação de momento foi desenvolvida e é detalhada a seguir.

8.1.1 Máquina de estados do inversor

A Figura 147 apresenta a máquina de estados do inversor. Os estados em tons de verde representam o fluxo do software em condições normais, sem falhas. Primeiramente, o inversor é energizado e passa pelo processo de *boot*. Em seguida, a inicialização do sistema é realizada e os parâmetros do inversor são carregados. Assim, o inversor inicia a etapa de pré-carga do barramento CC, a qual é composta por duas sub-etapas: pré-carga 1 e pré-carga 2.

Figura 146: Diagrama de blocos do hardware utilizado.



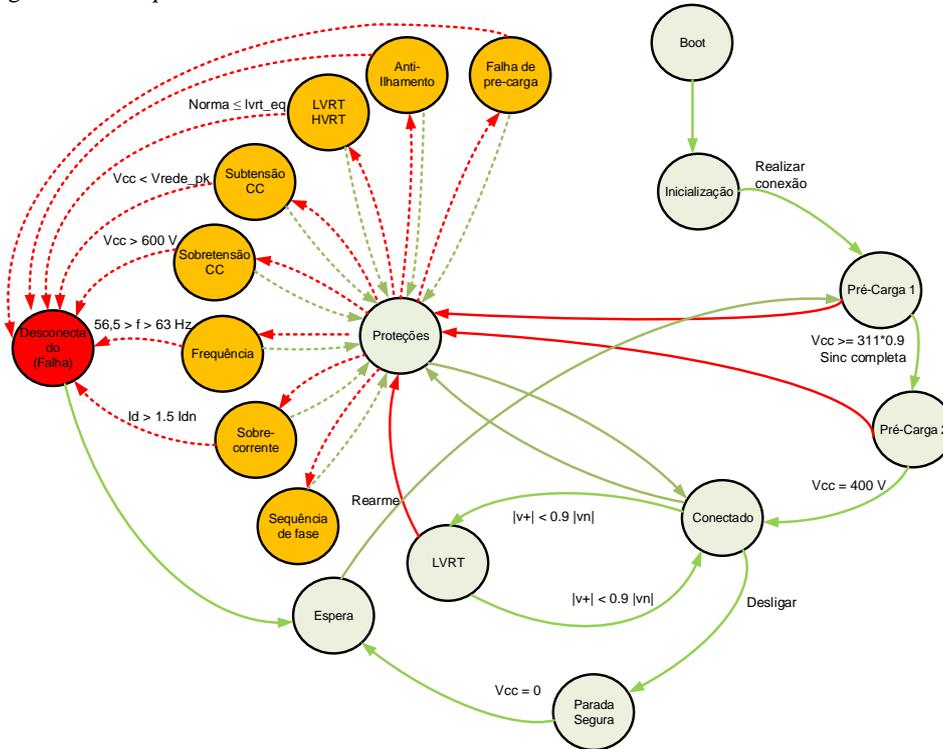
O sistema de controle deve passar por esse estado toda vez que o sistema é inicializado. Quando o barramento encontra-se carregado, o modo conectado é habilitado. Esse modo representa o estado operacional do sistema de controle, onde as malhas de controle estão todas ativas. Durante a operação, o inversor pode também operar em modo LVRT, o qual representa a operação do sistema de controle em condições de falta na rede. Por fim, se um comando de desligar é recebido, o inversor passa para o modo de Parada segura, entrando em modo espera. A seguir, os estados de operação sem falha são apresentados.

- I. Boot: Esse é o primeiro estado do inversor. Quando o inversor é energizado, o DSP processa os algoritmos responsáveis pela inicialização dos periféricos como GPIOs, PMW, AD, memórias, tarefas, interrupções, semáforos, etc.
- II. Inicialização: Nessa etapa, o DSP já encontra-se pronto para operar e as interrupções e tarefas de software já estão rodando. Com isso, as variáveis de interesse de controle do inversor são carregadas da memória não volátil do microcontrolador e são inicializadas.
- III. Pré-carga 1: Durante essa etapa, acontece a pré-carga do barramento CC através da tensão da rede. O acionamento das contactoras de pré-carga acontece durante esse estado. Também aqui se inicia o sincronismo com a componente de sequência positiva das tensões da rede através do algoritmo de sincronização. Quando a tensão do barramento CC atingir 90% do pico da tensão da rede e o temporizador de pré-carga 1 estiver completo, o gerenciador encaminha o sistema de controle para a próxima etapa. Essa medida é necessária para verificar se não há nenhuma carga não intencional pendurada no barramento CC. Caso isso aconteça, a tensão do barramento CC não alcançara os 90% da amplitude das tensões da rede.
- IV. Pré-carga 2: Nessa etapa, as malhas de tensão e corrente são ativadas. A referência de tensão do barramento CC cresce em rampa até o valor estipulado como nominal, de forma a evitar picos de corrente na inicialização. Quando a tensão do barramento estabilizar no valor de referência, o próximo estado é acionado. O tempo estimado da pré-carga do barramento CC é de 1 segundo.
- V. Conectado: Este é o estado operacional do inversor. Nesse estado, a PLL está ativa e as malhas de controle estão

habilitadas. Uma vez nesse estado, o inversor está em condições de controlar o fluxo de potência do barramento CC para a rede. Uma vez operando, somente sairá de operação se um comando de desligar acontecer, indicando o sistema para o modo “Parada Segura”.

- VI. LVRT: Durante esse estado de operação conectado, pode acontecer um afundamento de tensão que indique uma condição de LVRT. Nesse caso, o sistema de controle detecta que a norma de sequência positiva está abaixo de 90% do seu valor nominal e coloca o inversor para o modo de LVRT. Esse é um modo de operação que não faz parte da operação em regime do sistema de controle. É um modo de contingência onde o inversor deve suportar uma curva de suportabilidade de tensão como também dar suporte de reativos à rede, se habilitado para isso, o qual depende do nível de afundamento de tensão. Aqui, referências de corrente, assim como referência de potência reativa são calculadas para suportar as condições de curto circuito.
- VII. Parada Segura: Quando esse modo de operação é solicitado pelo controlador central, o inversor é desconectado da rede elétrica e o barramento CC é descarregado, levando o sistema novamente para seu estado inicial. Para isso, uma correta sequência de ações deve ser tomada, sendo elas:
 - a. Colocar todas as chaves do inversor em nível baixo (chaves abertas)
 - b. Acionar o resistor de descarga
 - c. Abrir a contatora da rede
- VIII. Desconectado/Falha: Esse modo de operação só é acionado em casos em que alguma proteção do sistema de controle gerar um sinal de falha. Diversos algoritmos de proteção temporizada ou instantânea estão sendo verificadas simultaneamente com os algoritmos de controle. A ideia é que durante o intervalo de tempo em que o sistema de controle esteja em algum estado específico, as proteções estão checando a todo o momento se há algum sinal de falha detectada. Havendo falha, o inversor entra em modo de desconexão com a rede.
- IX. Espera: Nesse modo de operação, o inversor fica aguardando um rearme, uma vez que uma falha foi identificada. Esse rearme pode ser automático para determinadas falhas como desconexão por más condições da rede ou manuais, em caso de sobrecorrente.

Figura 147: Máquina de estados do inversor.



8.1.2 Interrupção principal de controle

Visto os estados de operação do inversor, a interrupção principal de controle pode ser analisada. A Figura 148 apresenta o fluxograma da interrupção de controle. Após *boot* e inicialização dos periféricos, a CPU de controle aguarda uma interrupção de *hardware*. Quando ela for verdadeira, primeiramente o algoritmo faz a leitura do conversor analógico digital, executa o tratamento desses sinais para escalonamento em valores nominais e em seguida faz uma verificação de todas as proteções do inversor.

Caso algum problema seja detectado, o inversor entra em modo de desconexão. Se não, o inversor passa para a etapa de sincronização, onde os valores RMS de tensão e corrente da rede são calculados e a PLL é executada, calculando as componentes de sequência e a fase da rede. Por fim, a máquina de estados direciona o software para as malhas de controle, calculando as tensões de referência que são utilizadas para realizar modulação PWM do inversor.

8.2 ALGORITMOS ADICIONAIS DE PROTEÇÃO

8.2.1 Detecção de sequência de fase

Para realizar a sincronização do inversor à rede, além do algoritmo de PLL que rastreia a fase da tensão de referência, é preciso garantir que as tensões de conexão possuem sequência positiva. Caso as tensões de entrada estejam invertidas, o algoritmo de sincronização não é capaz de desempenhar sua função. Por isso, um método para detectar a sequência de fase se faz necessário.

É possível realizar a detecção da sequência de fase através da fase das tensões da rede. Analisando puramente a excursão de 0 a 2π da fase, é possível identificar se essas tensões estão com sequência positiva ou sequência negativa. O ângulo das tensões pode ser calculado através do arco cuja tangente equivale à razão das componentes v_β e v_α . A partir do comportamento de θ é possível fazer a análise, de forma simplificada, se o ângulo excursionar de forma crescente em forma de dente de serra, a sequência é positiva. Caso, de forma decrescente, é sequência negativa.

Uma forma de implementar a detecção de subida ou descida do ângulo θ é fazer amostragens em intervalos de tempos distintos e calcular a diferença entre essas amostragens. Entretanto, com tensões de

rede distorcidas por componentes harmônicos, essa lógica não é mais aplicável, uma vez que as distorções nas tensões da rede se refletem no ângulo θ . É possível solucionar esse problema adicionando filtros passa baixas nas medições das tensões.

Outra forma de detectar a sequência de fase é calcular o setor do ângulo θ , dividido espaçadamente pelo período em seis partes iguais, sendo cada período representado por $\pi/3$. Realiza-se a diferença entre setor atual e setor anterior para saber se o ângulo está crescente ou decrescente. Com isso, também é possível detectar a sequência de fase. Para tornar a detecção mais robusta, um algoritmo que mescla as duas abordagens foi implementado, conforme Figura 149.

Figura 148: Fluxograma do algoritmo de controle do inversor.

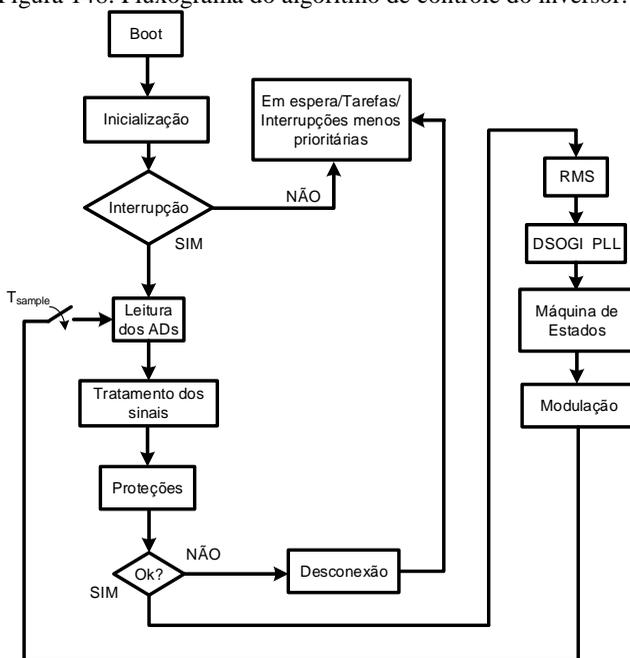
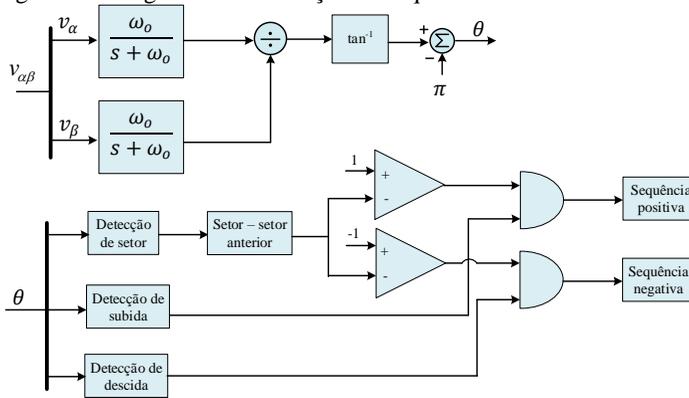


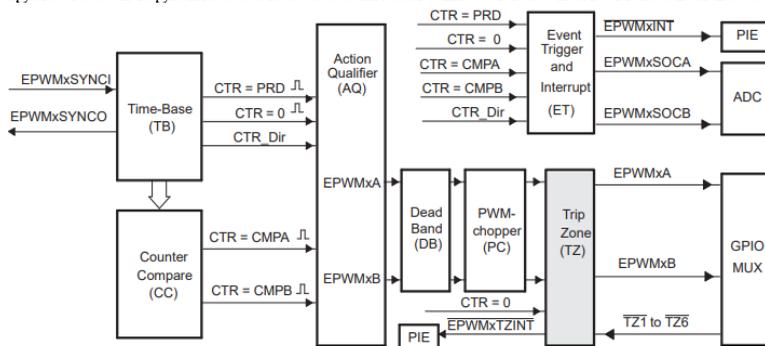
Figura 149: Algoritmo de detecção de seqüência de fase.



8.2.2 Proteção de sobrecorrente/Sobretensão/Subtensão instantâneas

A proteção de sobrecorrente do inversor é realizada através do submódulo *trip-zone* presente no módulo EPWM do DSP utilizado. O diagrama de blocos do *trip-zone* é apresentado na Figura 150. Basicamente, o módulo é utilizado para acusar eventos de falta externa e atua sobre os sinais PWM gerados pelo DSP. Os pulsos de comando podem, em evento de falha, ser forçados a estado alto, baixo, alta impedância ou sem ação. Na implementação dessa proteção, foi utilizada a ação estado baixo, para forçar todos os semicondutores a abrirem durante um evento de falha externa. Foram implementadas falhas disparadas pelo *trip zone* para as correntes do inversor, para a tensão da rede e para a tensão do barramento CC.

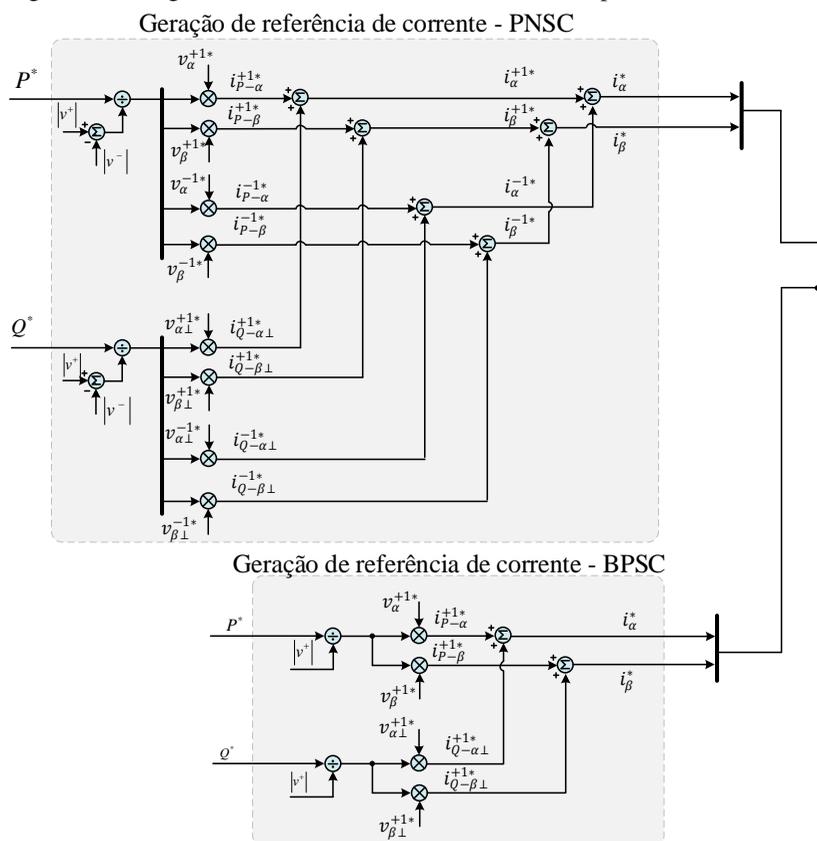
Figura 150: Diagrama de blocos do módulo EPWM do DSP TMS320F28335.



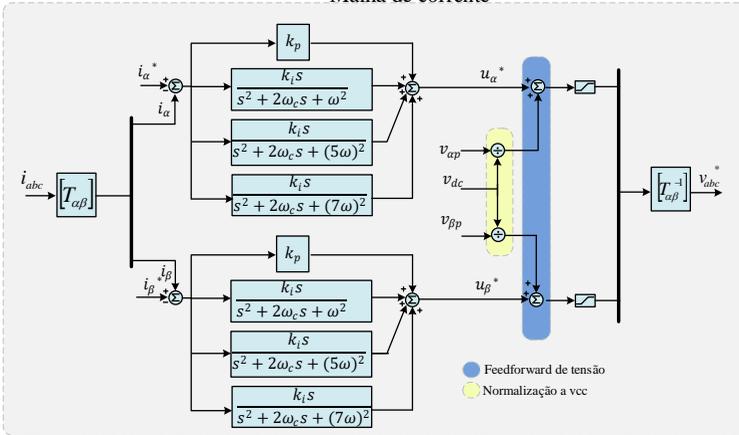
8.3 RESULTADOS PRELIMINARES

Antes de aplicar tensão nominal no inversor, fizeram-se alguns testes em escala reduzida e para validação do hardware. Foram realizados testes de isolamento, testes de continuidade e testes em malha aberta para adaptação ao hardware utilizado. Devido à simplicidade desses testes, seus resultados foram omitidos. A seguir são apresentados os principais testes realizados com o inversor. O Diagrama de blocos do sistema de controle utilizado é apresentado na Figura 151.

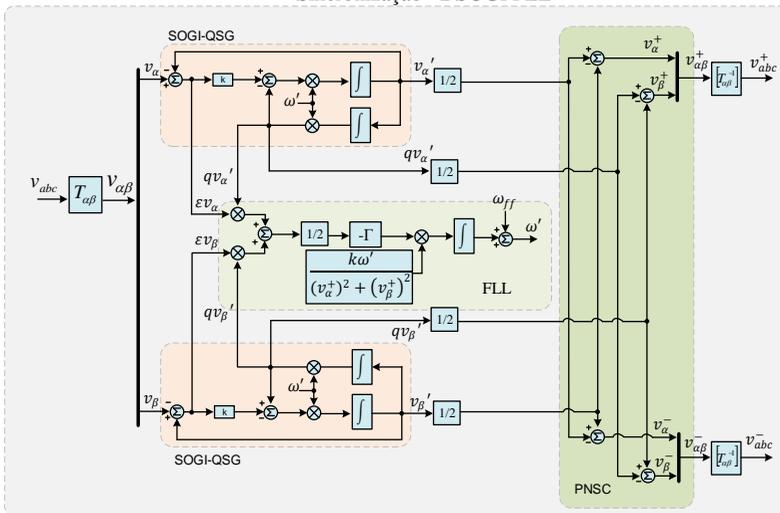
Figura 151: Diagrama de blocos do sistema de controle implementado.



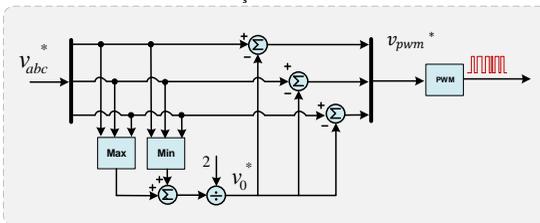
Malha de corrente



Sincronização - DSOGI FLL



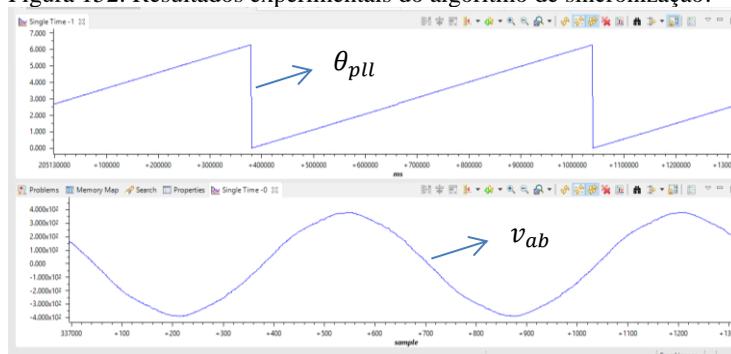
Sistema de modulação SVPWM



8.3.1 Teste do DSOGI-FLL

De modo a validar o algoritmo de sincronização projetado para o sistema de controle do inversor, tensões trifásicas ($220 V_{rms}$) foram aplicadas ao inversor e as malhas de controle foram mantidas desativadas. A partir das medições das tensões de linha, o algoritmo de sincronização calcula o ângulo da tensão da fase A de sequência positiva. A Figura 152 apresenta os resultados obtidos para o algoritmo de sincronização DSOGI, onde o primeiro gráfico representa o ângulo de fase da tensão de sequência positiva da fase A (θ_{pll}) e o segundo gráfico representa a tensão de linha V_{ab} da rede trifásica.

Figura 152: Resultados experimentais do algoritmo de sincronização.



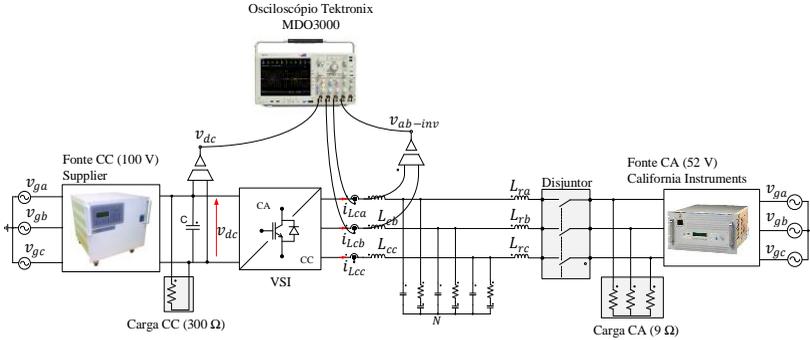
8.3.2 Testes em baixa tensão e baixa potência

Um *setup* em baixa tensão para testes em modo conectado do inversor foi montado para validar a malha de corrente. A Figura 153 apresenta o *setup* utilizado. A fonte CC foi configurada para impor uma tensão de 100V do lado CC e a fonte CA foi configurada para $52 V_{rms}$ no lado CA. Foi utilizada uma carga do lado CC para proteção da fonte, uma vez que ela não possui bidirecionalidade em corrente.

A fonte CA também não é regenerativa, logo, uma carga CA consumindo potência maior que a potência injetada pelo inversor foi instalada nos terminais da fonte. O procedimento de teste foi o seguinte: a fonte CC é energizada e comandada para o *set point* de tensão (100V). O inversor permanece desabilitado. A fonte CA é energizada e comandada para o *set point* ($52 V_{rms}$).

Um disjuntor conectado na saída do inversor é fechado. Após a sincronização do inversor com as tensões da rede, o inversor é habilitado com referência de potência ativa nula e referência de potência reativa nula. A referência de potência ativa é gradativamente elevada em degraus até o ponto de operação desejado.

Figura 153: Setup de testes do inversor em baixa tensão.



A Figura 154 apresenta as formas de onda da corrente no indutor L_r , na fase A, do filtro LCL (i_{Lca}), a tensão do barramento CC (v_{dc}) e a tensão de linha do inversor (v_{abi}). Nesse ponto de operação o inversor processa uma potência ativa de 100 W e tem índice de modulação de 0,73. Observa-se que a corrente no indutor do lado do inversor, apesar deste processar baixa potência, longe do ponto de operação nominal, apresenta boa qualidade de forma de onda, muito próxima de resultados de simulação. Isso, em virtude da utilização de um índice de modulação próximo do nominal e da qualidade das tensões da fonte CA.

Já a Figura 155 apresenta a resposta de um degrau de referência de potência de 100W para 200W. Pode ser observada na corrente do indutor uma rápida resposta dinâmica da malha de corrente, que responde adequadamente ao degrau de referência de potência. O método de geração de referência de correntes foi o BPSC, que utiliza as tensões de referência de sequência positiva para gerar as referências de corrente, a partir de uma referência de potência ativa.

A Figura 156 apresenta as formas de onda de algumas variáveis internas do software de controle obtidas através de um *buffer* interno no microcontrolador e amostrados através da interface gráfica do *code composer*. Os gráficos são respectivamente o ângulo de fase da tensão da fase A de sequência positiva (θ_{pu}), obtido através do DSOGL, a referência de corrente de eixo alpha (i_{α}^*) e a referência de tensão da fase

A (v_a^*), aplicada ao modulador PWM do DSP. Pode ser observado através dos gráficos que a corrente está em fase com o ângulo da PLL, conforme esperado. Logo, as correntes injetadas na rede possuem fator de potência unitário. Também, nota-se a componente de terceira harmônica utilizada para realizar a modulação.

A tensão da fonte CC foi elevada para 200V e a tensão da fonte CA foi elevada para $85 V_{rms}$. A Figura 159 apresenta a tensão de linha do inversor (v_{abi}), a tensão de linha da rede (v_{abg}), e as correntes no filtro LCL nos indutores do lado da rede (i_{Lra} e i_{Lcb}). O índice de modulação para essas tensões é de 0,6. Pode ser observado que as correntes injetadas na rede são senoidais, com baixa distorção harmônica e equilibradas. O método de geração de referência de corrente utilizado foi o PNSC.

Figura 154: Tensão do barramento CC (CH1 – 50V/div), corrente no indutor L_{ra} do filtro LCL (CH3 – 1A/div) e tensão entre fase A e B do inversor (CH4 – 50 V/div).

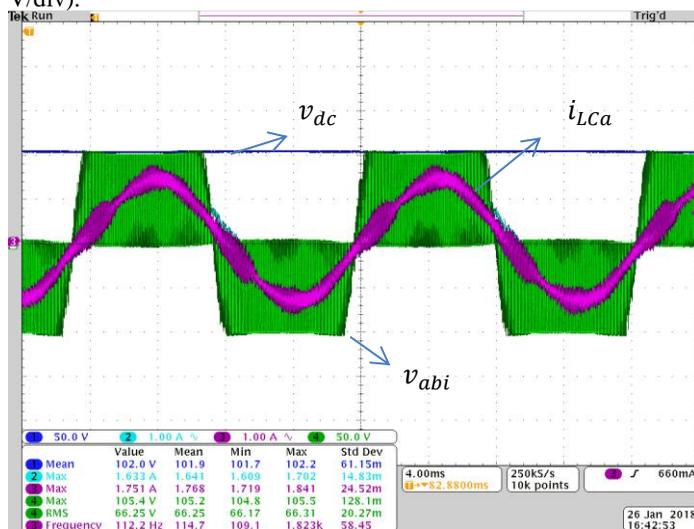


Figura 155: Tensão do barramento CC (CH1 – 50V/div), corrente no indutor L_{ra} do filtro LCL (CH3 – 2A/div) e tensão entre fase A e B do inversor (CH4 – 50 V/div).

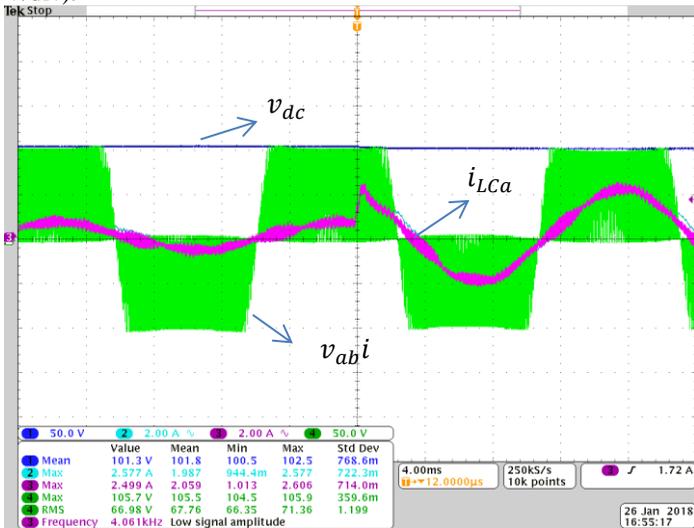


Figura 156: Ambiente de *debug* do *code composer* para avaliação das variáveis internas do software de controle – Ângulo da tensão da fase A de sequência positiva, referência de corrente de eixo alpha e referência de tensão da fase A.

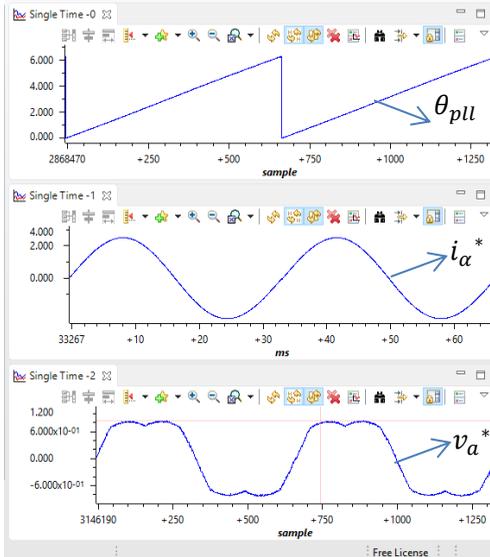
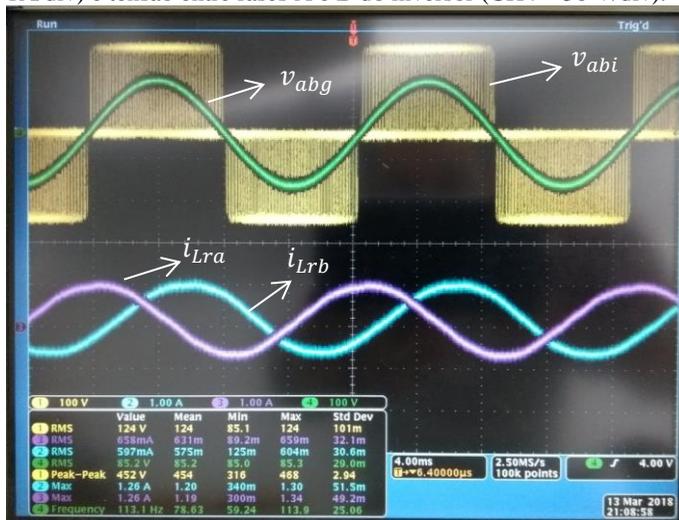


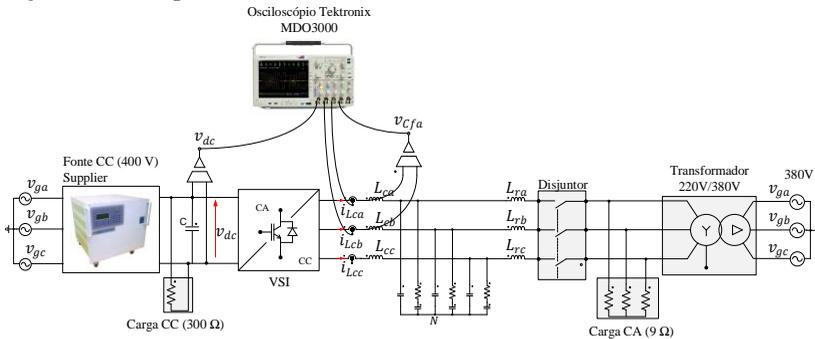
Figura 157: Tensão de linha do inversor (CH1 – 100V/div), corrente no indutor L_{ra} do filtro LCL (CH2 – 1A/div) e tensão entre fases A e B do inversor (CH4 – 50 V/div).



8.4 TESTES COM TENSÃO NOMINAL E TRANSFORMADOR

Uma vez validada a malha de corrente com baixa tensão, os algoritmos de cálculo de referência de corrente e os algoritmos de sincronização com as tensões da rede, partiu-se para testes com a tensão nominal do inversor. Um transformador trifásico abaixador foi utilizado para realizar a conexão com a rede trifásica, com indutância equivalente na ordem de centenas de μH . A conexão do primário do transformador em Y foi realizada em 380 V e o secundário, em Delta, foi configurado para 220 V. Já a fonte CC foi configurada com *set point* de 400 V. A Figura 158 apresenta o *setup* de testes utilizado.

Figura 158: Setup de testes do inversor tensão nominal com transformador.



A Figura 159 apresenta as formas de onda do inversor conectado à rede com a malha de controle desabilitada e os interruptores desabilitados. Nesse cenário, as tensões da rede já estão sendo aplicadas ao inversor e o barramento CC está energizado. O algoritmo de PLL já realiza a leitura das tensões e está sincronizado, pronto para operar, aguardando apenas o sinal de habilitação do usuário.

A Figura 160 apresenta as mesmas variáveis, só que agora as correntes são as nos indutores do lado do inversor, as malhas de controle estão habilitadas e referência de potência ativa é de 500 W. Nesse ponto de operação, a potência ativa processada é 10% da potência nominal do inversor. A corrente da fase C é calculada através da função matemática do osciloscópio. Entretanto, devido ao não cancelamento dos ruídos presentes nas medições e utilização de pontas de corrente distintas, é observado um erro de *offset* na medida. Nas próximas figuras, o cálculo da corrente da fase C foi omitido.

A Figura 161 apresenta as formas de onda das correntes do lado da rede, com as malhas de controle habilitadas e referência de potência ativa de 500 W. Nesse ponto de operação, a potência ativa processada é 10% da potência nominal do inversor e as correntes são bastantes distorcidas devido à baixa potência processada.

A potência foi sendo elevada gradativamente até uma referência de potência ativa de 1350 W. Nesse ponto de operação, a potência ativa processada é 27% da potência nominal do inversor e as correntes são pouco distorcidas. A Figura 162 apresenta as correntes do lado do inversor, para um índice de modulação de 0,78. Um degrau de potência ativa de referência de 700 W para 1350 W é mostrado na Figura 163, onde pode ser vista a resposta dinâmica das correntes injetadas na rede

pelo inversor. Nota-se uma dinâmica rápida e estável da malha de corrente.

A potência foi sendo elevada novamente até uma referência de potência ativa de 2 kW. Nesse ponto de operação, a potência ativa processada é 40% da potência nominal do inversor. A Figura 164 apresenta as correntes do inversor, para um índice de modulação de 0,78 e referência de potência ativa de 2 kW. Um degrau de potência ativa de referência de 1000 W para 2000 W é mostrado na Figura 166. É mostrada na figura a resposta dinâmica das correntes injetadas na rede pelo inversor. Para finalizar a análise de conexão com a rede via transformador, um degrau de potência ativa de referência de 0 W para 2000 W é mostrado na Figura 167. É visto uma resposta dinâmica das correntes do lado do inversor. Pode ser observada uma dinâmica rápida e estável da malha de corrente.

Figura 159: Tensão do barramento CC (CH1 – 100V/div), Tensão entre fase A e B do inversor (CH4 - 250V/div), corrente i_{Lra} do filtro LCL (CH3 – 5A/div), corrente i_{Lrb} do filtro LCL (CH2 – 5A/div) e função matemática (-CH2-CH3).

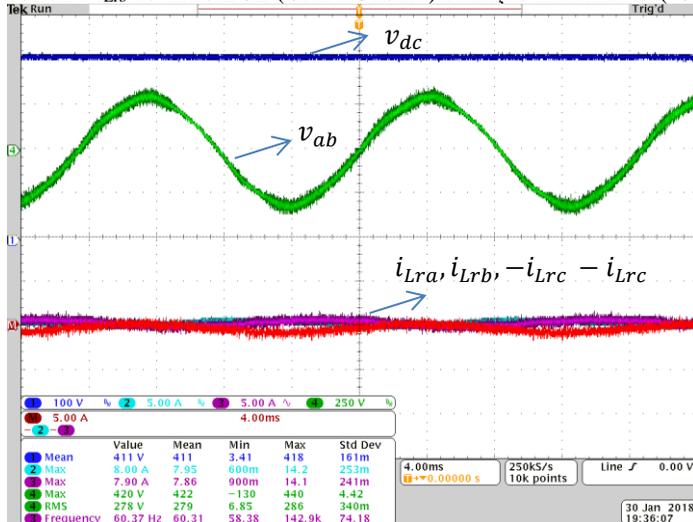


Figura 160: Tensão do barramento CC (CH1 – 100V/div), Tensão entre fase A e B do inversor (CH4 - 250V/div), corrente i_{Lca} do filtro LCL (CH3 – 5A/div), corrente i_{Lcb} do filtro LCL (CH2 – 5A/div) e função matemática (-CH2-CH3) Potência de referência de 500W.

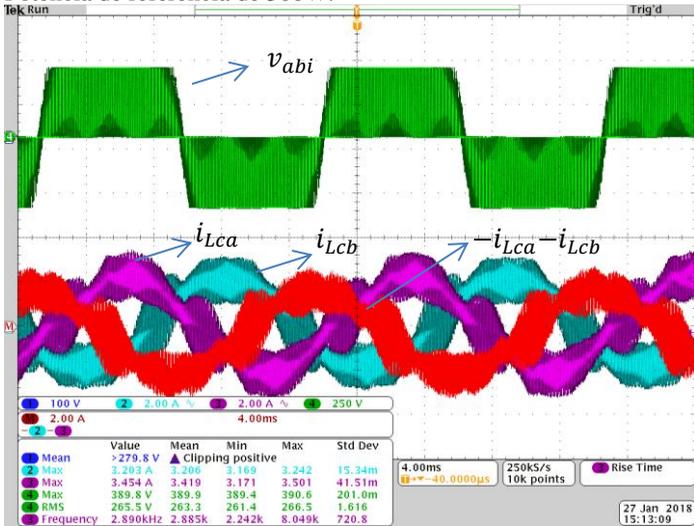


Figura 161: Tensão do barramento CC (CH1 – 100V/div), Tensão entre fase A e B do inversor (CH4 - 250V/div), corrente i_{Lra} do filtro LCL (CH3 – 2A/div), corrente i_{Lrb} do filtro LCL (CH2 – 2A/div). Potência de referência de 0,5 kW.

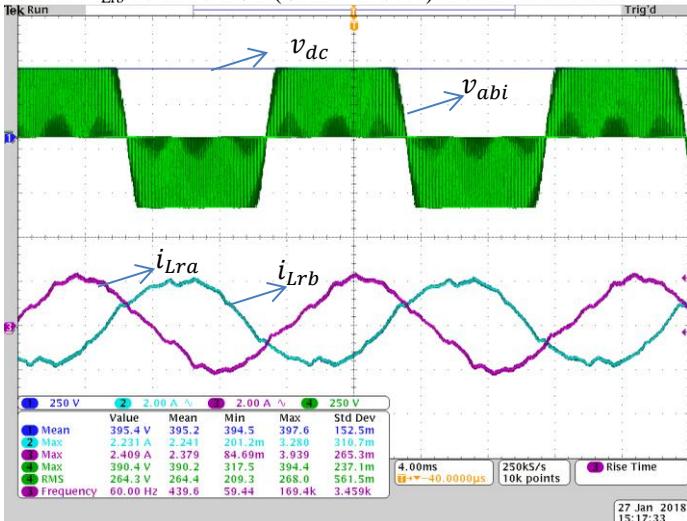


Figura 162: Tensão do barramento CC (CH1 – 100V/div), Tensão entre fase A e B do inversor (CH4 - 250V/div), corrente i_{Lca} do filtro LCL (CH2 – 5A/div), corrente i_{Lcb} do filtro LCL (CH 3 – 5A/div). Potência de referência de 1,35 kW.

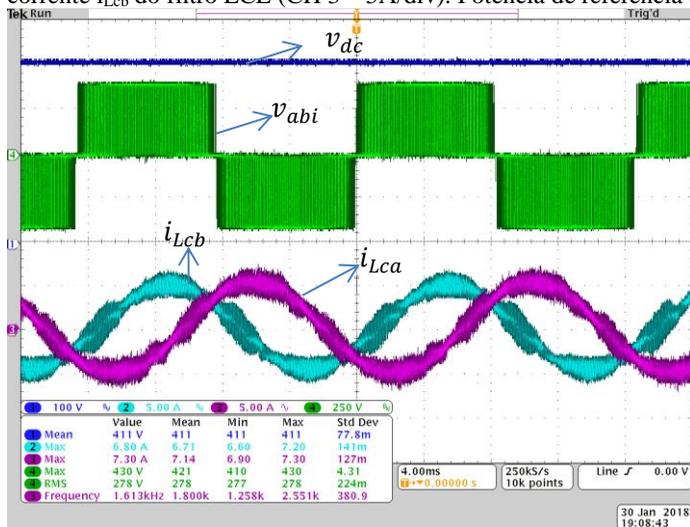


Figura 163: Tensão do barramento CC (CH1 – 100V/div), Tensão entre fase A e B do inversor (CH4 - 250V/div), corrente i_{Lra} do filtro LCL (CH2 – 5A/div), corrente i_{Lrb} do filtro LCL (CH 3 – 5A/div). Resposta ao degrau de referência de potência ativa de 750W para 1350 W.

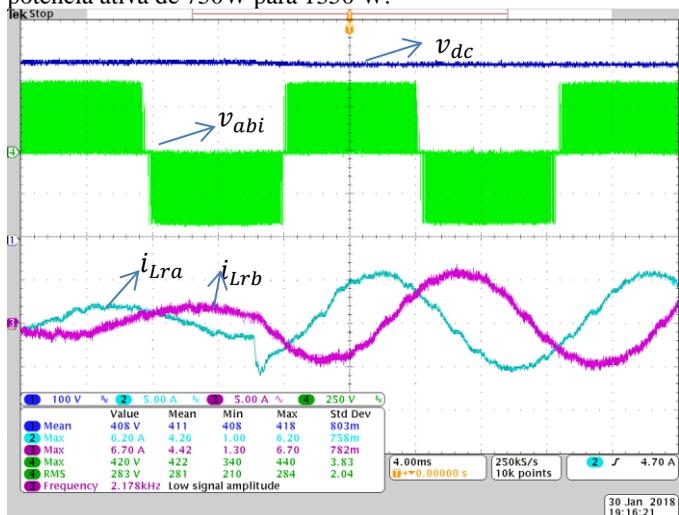


Figura 164: Tensão do barramento CC (CH1 – 100V/div), Tensão entre fase A e B do inversor (CH4 - 250V/div), corrente i_{Lca} do filtro LCL (CH2 – 5A/div), corrente i_{Lcb} do filtro LCL (CH 3 – 5A/div). Referência de potência ativa de 2 kW.

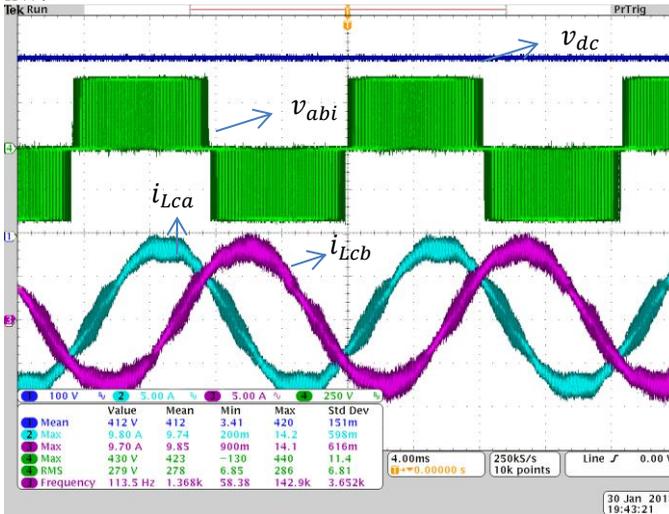


Figura 165: Tensão do barramento CC (CH1 – 100V/div), Tensão entre fase A e B do inversor (CH4 - 250V/div), corrente i_{Lra} do filtro LCL (CH2 – 5A/div), corrente i_{Lrb} do filtro LCL (CH 3 – 5A/div). Referência de potência ativa de 2 kW.

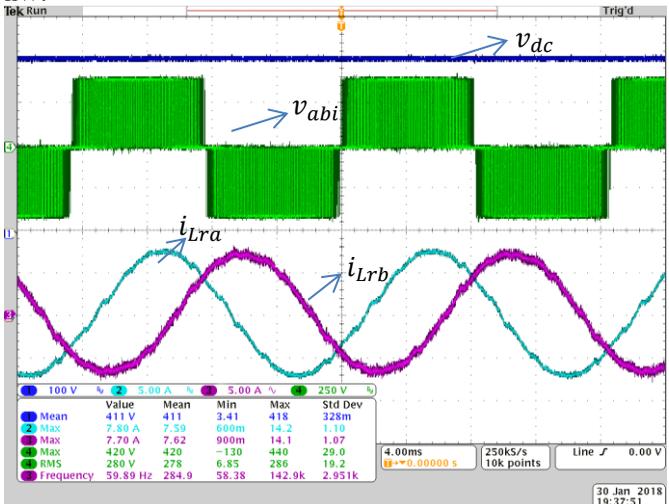


Figura 166: Tensão do barramento CC (CH1 – 100V/div), Tensão de linha do inversor (CH4 - 250V/div), corrente na fase B da rede (CH2 – 5A/div), corrente na fase C da rede (CH 3 – 5A/div). Resposta ao degrau de referência de potência ativa de 1 kW para 2 kW.

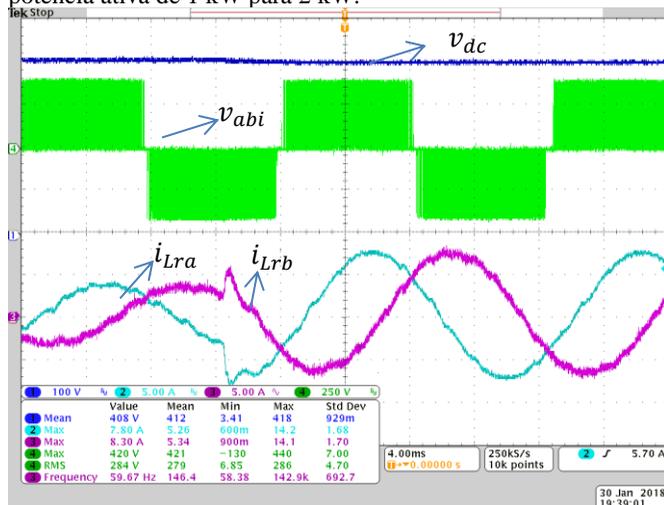
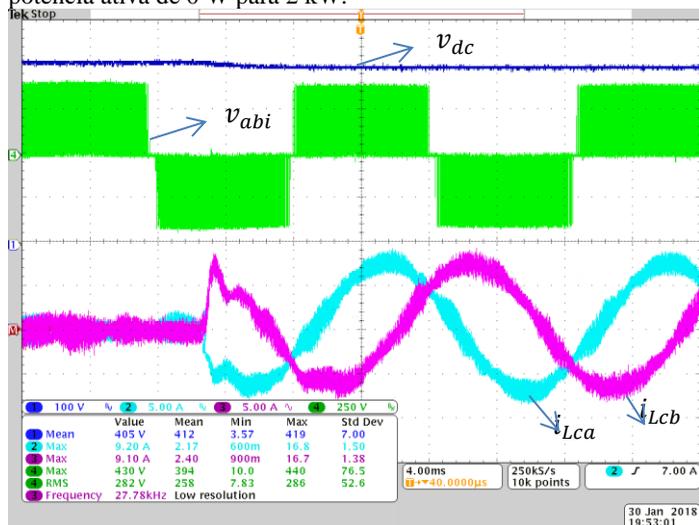


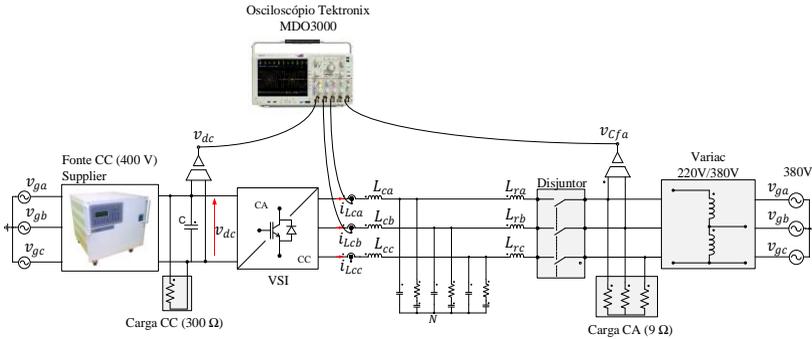
Figura 167: Tensão do barramento CC (CH1 – 100V/div), Tensão de linha do inversor (CH4 - 250V/div), corrente na fase B da rede (CH2 – 5A/div), corrente na fase C da rede (CH 3 – 5A/div). Resposta ao degrau de referência de potência ativa de 0 W para 2 kW.



8.5 TESTES COM TENSÃO NOMINAL E VARIAC

Para validar a operação do inversor em uma conexão com rede fraca, foram realizados testes substituindo o transformador por um variac trifásico com alta indutância equivalente, na ordem de alguns mH. Nos testes seguintes, foi medida a tensão da rede juntamente com as correntes para mostrar a distorção harmônica presente nas tensões de conexão do inversor. O setup de testes é apresentado na Figura 168.

Figura 168: Setup de testes do inversor conectado à rede através de um variac.



A Figura 169 apresenta as formas de onda do inversor conectado à rede com a malha de controle habilitada e referência de potência ativa nula. Nesse cenário, as tensões da rede já estão sendo aplicadas ao inversor e o barramento CC está energizado. O algoritmo de PLL já realiza a leitura das tensões e está sincronizado. Pode ser observada componente de 5ª harmônica acentuada na tensão de linha da rede. O espectro harmônico da tensão de linha da rede é mostrado na Figura 170, onde a componente fundamental foi omitida e a componente harmônica de 5ª ordem é a harmônica mais representativa.

A potência foi sendo elevada gradativamente até uma referência de potência ativa de 2 kW. Nesse ponto de operação, a potência ativa processada é 40% da potência nominal do inversor. A Figura 171 apresenta as correntes nas fases A e B nos indutores do inversor do lado do inversor (L_C) do filtro LCL, para um índice de modulação de 0,78. A Figura 172 apresenta as correntes nos indutores do lado da rede (L_R) do filtro LCL, para o mesmo ponto de operação. Observam-se correntes senoidais com baixa distorção harmônica, comprovada pela Figura 173, onde o espectro harmônico da corrente da rede é comparada com os

limites da norma IEC 61000-3-2. A THD das correntes da rede calculada através dos pontos salvos da forma de onda é de 2,52%.

Para finalizar a análise de conexão com a rede via variac, um degrau de potência ativa de referência de 0 W para 2 kW é mostrado na Figura 174. Pode ser visto na resposta dinâmica das correntes injetadas na rede pelo inversor que a malha responde adequadamente ao degrau de potência. Nota-se uma dinâmica rápida e estável da malha de corrente. A Figura 175 apresenta as formas de onda de algumas variáveis internas do software de controle obtidas através de um *buffer* interno no microcontrolador e amostrados através da interface gráfica do *code composer*. Os gráficos são respectivamente o ângulo de fase da tensão da fase A de sequência positiva, obtido através da DSOGI PLL, a referência de corrente de eixo alpha e a referência de tensão da fase A, aplicada ao modulador PWM. Pode ser observado através dos gráficos que a corrente está em fase com o ângulo da PLL, logo as correntes injetadas na rede possuem fator de potência unitário. Também pode ser observado o índice de modulação na tensão de referência da fase A e também a injeção da componente de terceira harmônica da estratégia de modulação.

Também, são mostrados alguns parâmetros do *software*, como a referência de potência ativa de 2000 W (P_{ref}), a medição da potência ativa instantânea, na saída do inversor ($inv.P_{inst}$) de 2010,88 W, a medição de frequência da rede ($inv.f$) de 60,069 Hz, a tensão do barramento CC ($inv.V_{dc}$) de 409,27 V, as tensões RMS V_{ab} ($rms.V_{ab}$) e V_{ca} ($rms.V_{ca}$) de 222,44 e 223,39 respectivamente, as correntes RMS da rede ($rms.I_{bGRID}$ e $rms.I_{cGRID}$) de 4,98 e 4,97 A, além de outras variáveis de monitoração e supervisão do software de controle do inversor.

Figura 169: Tensão de linha do inversor (CH1 – 250V/div), Tensão de linha da rede (CH4 - 250V/div), corrente na fase B do inversor (CH2 – 5A/div), corrente na fase C do inversor (CH 3 – 5A/div). Referência de potência ativa de 0 W.

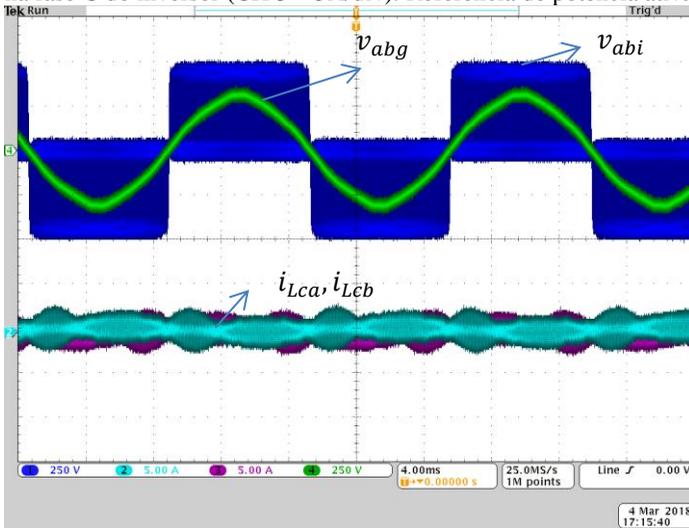


Figura 170: Espectro harmônico da tensão de linha da rede entre fases A e B com utilização do variac.

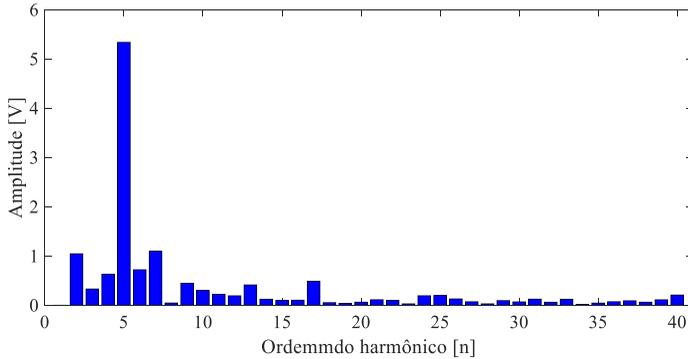


Figura 171: Tensão de linha do inversor entre fases A e B (CH1 – 250V/div), Tensão de linha da rede entre fases A e B (CH4 - 250V/div), corrente i_{Lca} do filtro LCL (CH3 – 5A/div), corrente i_{Lcb} do filtro LCL (CH 2 – 5A/div).

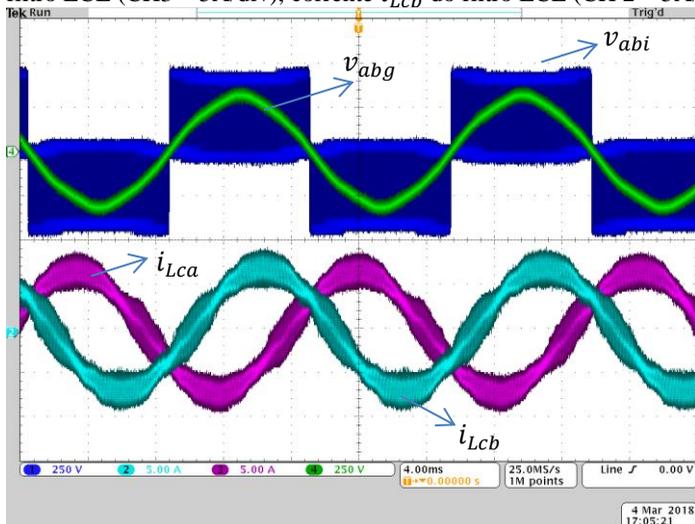


Figura 172: Tensão de linha do inversor entre fases A e B (CH1 – 250V/div), Tensão de linha da rede entre fases A e B (CH4 - 250V/div), corrente i_{Lra} do filtro LCL (CH3 – 5A/div), corrente i_{Lrb} do filtro LCL (CH 2 – 5A/div).

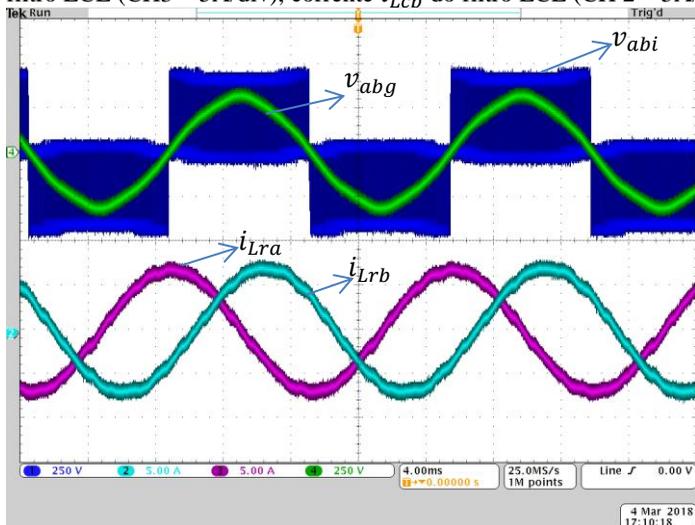


Figura 173: Espectro harmônico da corrente i_{Lra} injeta na rede através do variac, com comparação da norma IEC 61000-3- e dos componentes harmônicos presentes.

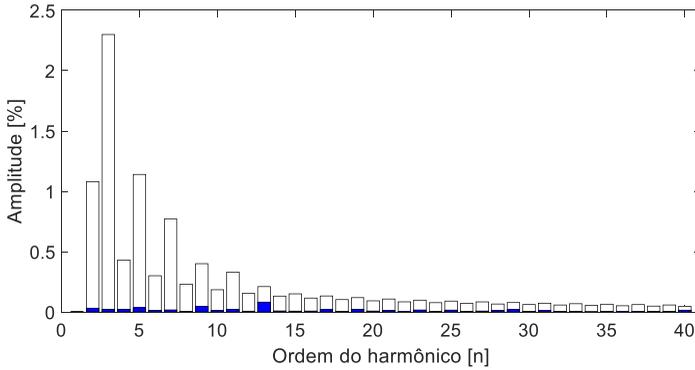


Figura 174: Tensão de linha do inversor (CH1 – 250V/div), Tensão de linha da rede (CH4 - 250V/div), corrente na fase A da rede (CH2 – 5A/div), corrente na fase B da rede (CH 3 – 5A/div). Degrau de referência de potência ativa de 0 kW para 2 kW.

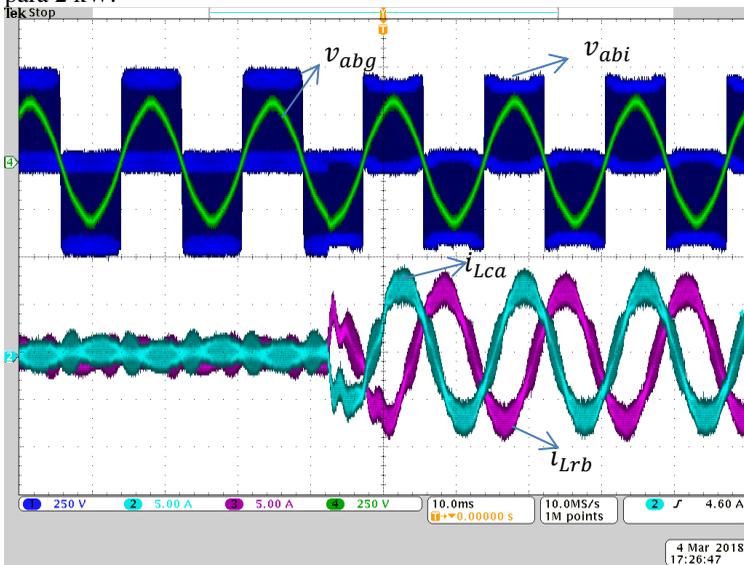
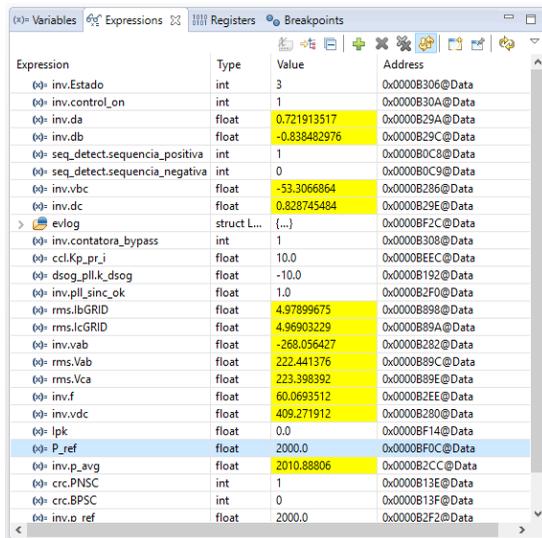
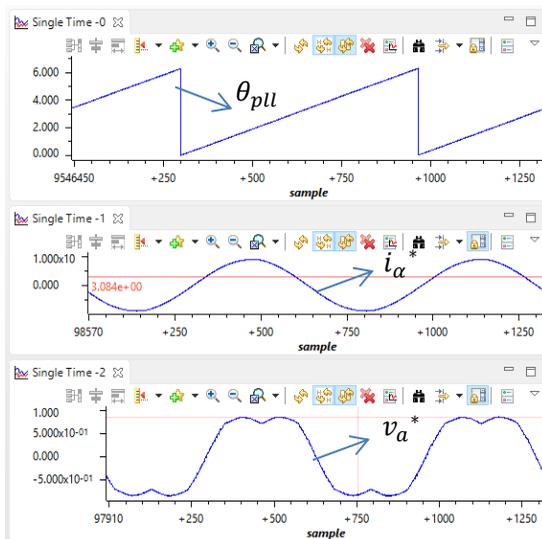


Figura 175: Ambiente de *debug* do *code composer* para avaliação das variáveis internas do software de controle – Potência de referência de 2 kW.



Expression	Type	Value	Address
(0)- inv.Estado	int	3	0x000B306@Data
(0)- inv.control_on	int	1	0x000B30A@Data
(0)- inv.da	float	0.721913517	0x000B29A@Data
(0)- inv.db	float	-0.838482976	0x000B29C@Data
(0)- seq_detect.sequencia_positiva	int	1	0x000B0C8@Data
(0)- seq_detect.sequencia_negativa	int	0	0x000B0C9@Data
(0)- inv.vbc	float	-53.3066864	0x000B286@Data
(0)- inv.dc	float	0.828745484	0x000B29E@Data
> evlog	struct L...	(...)	0x000BF2C@Data
(0)- inv.contatora_bypass	int	1	0x000B308@Data
(0)- ccl.Kp_pr_j	float	10.0	0x000BEEC@Data
(0)- dsog_pll.k_dsog	float	-10.0	0x000B192@Data
(0)- inv.pll_sinc_ok	float	1.0	0x000B2F0@Data
(0)- rms.lbGRID	float	4.97899675	0x000B898@Data
(0)- rms.lcGRID	float	4.96903229	0x000B89A@Data
(0)- inv.vab	float	-268.056427	0x000B282@Data
(0)- rms.Vab	float	222.441376	0x000B89C@Data
(0)- rms.Vca	float	223.398392	0x000B89E@Data
(0)- inv.f	float	60.0693512	0x000B2EE@Data
(0)- inv.vdc	float	409.271912	0x000B280@Data
(0)- ipk	float	0.0	0x000BF14@Data
(0)- P_ref	float	2000.0	0x000BF0C@Data
(0)- inv.p_avg	float	2010.88806	0x000B2CC@Data
(0)- crc.PNSC	int	1	0x000B13E@Data
(0)- crc.BPSC	int	0	0x000B13F@Data
(0)- inv.o_ref	float	2000.0	0x000B2F2@Data

(a) Ambiente de debug- expressões.



(b) Ambiente de debug- Graficos.

8.6 CONCLUSÕES

Esse Capítulo apresentou aspectos de implementação prática do sistema de controle, como uma descrição do hardware utilizado, uma máquina de estado para gerenciamento do *firmware* do inversor e a rotina de interrupção de controle. O sistema projetado foi implementado em uma plataforma de DSP (TMS320F28335) do fabricante *Texas Instruments*.

Algoritmos adicionais de detecção sequência de fase e sobrecorrente/sobretensão foram implementadas para proteção do conversor. Foi proposto um algoritmo capaz de identificar a sequência de fase das tensões da rede e bloquear a operação com sequência negativa. Também, utilizou-se os comparadores internos no módulo EPWM (*trip zone*) para proteção do conversor, a partir das medições das tensões da rede, do barramento CC e das correntes do inversor.

Testes iniciais de sincronização foram realizados para validar a implementação do algoritmo DSOGI-FLL. O algoritmo apresentou performance adequada para a aplicação, tanto na medição de frequência e tensão, como para cálculo da fase.

Testes em diversos cenários foram realizados, sendo eles: em baixa tensão, com uma fonte CA; em tensão nominal, conectado à rede através de um transformador; em tensão nominal, em rede fraca, conectado via variac.

O primeiro teste foi realizado para validar as malhas de controle, antes de aplicar tensões e correntes destrutivas no inversor. Devido à qualidade das tensões da fonte e do índice de modulação utilizado ser próximo do nominal, a qualidade das correntes injetadas na fonte foram excelentes.

No segundo e terceiro teste realizado, foram utilizados uma faixa de 0 a 40% da potência nominal do inversor. Transitórios de corrente foram analisados de modo a validar a resposta dinâmica do conversor e comparar com as formas de onda teóricas, obtidas através de simulação. Ambos os testes apresentaram excelentes resultados, sendo que a THD de corrente para uma aplicação em rede fraca atinge, facilmente, os requisitos das normas de qualidade de energia.

9 CONCLUSÃO GERAL

A grande integração de geração distribuída na matriz energética mundial tem trazido desafios à eletrônica de potência e controle de inversores conectados à rede. Diversos requisitos de operação, controle e suportabilidade estão sendo cobrados por operadores de rede de modo a garantir a estabilidade do sistema de potência. Outros tantos requisitos estão sendo elaborados de modo a padronizar a operação das fontes geradoras. Requisitos como regulação de frequência e suportabilidade de tensão, amplamente difundidos na geração de grande porte, também são requisitos para a conexão de parques eólicos e fazendas solares. Esses aspectos foram discutidos durante o Capítulo 1 desse trabalho.

O Capítulo 2 abordou as diferentes configurações de conversores para aplicações em turbinas eólicas. Foram mostradas estruturas de conversores assim como de geradores e uma breve descrição de cada topologia foi realizada, sendo a configuração de estado da arte de turbinas eólicas a configuração a conversor pleno, com gerador de ímãs permanentes. Nessa configuração é possível realizar controle total da potência ativa e reativa da turbina eólica. Em turbinas de potências elevadas, configurações modulares de conversores são comuns.

Os requisitos de conexão com a rede elétrica foram discutidos no Capítulo 3, principalmente os requisitos de suportabilidade de tensão. Também foram apresentados requisitos de controle de potência ativa, regulação de frequência, suporte de reativos durante afundamentos de tensão, requisitos de qualidade de energia e requisitos de detecção anti ilhamento. Foram apresentadas algumas das principais curvas de *low voltage ride through*, requisito de operação no qual o inversor que faz a interface com a rede deve permanecer conectado, mesmo em condições degradadas de tensão, durante um determinado intervalo de tempo.

Uma revisão sobre afundamentos de tensão em pontos de conexão da rede com a unidade geradora foi apresentada no Capítulo 4. Os tipos de afundamentos de tensão foram classificados com relação ao efeito nas tensões no PCC. Exemplos de demonstrações matemáticas de como obter as componentes de sequência do vetor de tensões foram discutidos e analisados. Também, estruturas de sincronização de inversores trifásicos foram apresentadas. Dentre elas, foram discutidos os problemas relacionados a estruturas convencionais de sincronização, que não são indicados para operação de inversores conectados à rede sujeitos a afundamentos de tensão. Dois métodos com respostas satisfatórias foram apresentados, sendo eles o DDSFR PLL e o DSOGI-FLL.

O primeiro método de sincronização implementa uma rede de desacoplamento em coordenadas síncronas. Essa rede calcula as componentes de sequência positiva e negativa das tensões da rede, e entrega a uma estrutura convencional SRF-PLL a componente de sequência positiva, onde a fase e frequência podem ser extraídas facilmente. Já o segundo método, DSOGI-FLL, utiliza Algoritmos SOGI para calcular componentes em quadratura às tensões da rede em coordenadas estacionárias. Uma malha de frequência é implementada para calcular a frequência das tensões da rede. A partir das componentes em quadratura, as componentes de sequência positiva e negativa são extraídas e a fase do sistema pode ser calculada a partir das tensões de sequência positiva.

Ambos os métodos apresentaram ótimos resultados em simulação e são indicados para sincronização de inversores conectados à rede. Análises em diferentes condições de afundamentos de tensão validaram a eficácia de ambos os métodos. Como vantagem, o DSOGI-FLL parece ser mais estável a variações bruscas de tensão. A seleção de um ou outro depende da malha de corrente escolhida para controle do inversor, já que apresenta os componentes de sequência em coordenadas distintas e deve ser escolhido de modo a facilitar os cálculos necessários para implementação do sistema de controle.

No Capítulo 5, a solução completa de controle do VSI foi discutida. Primeiramente, foi realizada a modelagem do VSI com filtro LCL conectado à rede para obtenção da função de transferência para controle das correntes do inversor. A análise do modelo médio quase instantâneo do inversor foi discutida de modo a facilitar as análises seguintes. As funções de transferência para controlar as correntes foram obtidas a partir de uma metodologia de espaço de estados, onde as correntes do lado do inversor, do lado da rede e as tensões nos capacitores do filtro LCL foram considerados os estados de interesse para a análise.

Em seguida, foram analisadas as malhas de corrente, onde é possível implementar uma solução de controle em coordenadas síncronas e coordenadas estacionárias. Entretanto, a malha em coordenadas síncronas torna-se mais complexa, devido à necessidade de controle das correntes de sequência positiva e sequência negativa, totalizando 4 malhas de corrente, além de necessitar de transformação de coordenadas que não estão presentes na implementação em coordenadas estacionárias.

A malha de corrente em coordenadas estacionárias não necessita de desacoplamento, nem de controle individual das componentes de

sequência das correntes. Com a utilização de controladores proporcional ressonantes, é possível atingir erro nulo em regime permanente para referências senoidais. Além disso, torna-se uma tarefa simples realizar compensação de harmônicos específicos presentes comumente nas tensões da rede, como a 5ª e 7ª harmônicas.

Métodos para calcular as referências de corrente durante afundamentos de tensão foram também analisados. Os métodos PNSC e BPSC apresentam respostas distintas aos afundamentos, sendo que o primeiro tem como principal característica cancelar as oscilações na potência instantânea durante afundamentos de tensão e o segundo equilibrar as correntes injetadas na rede, mesmo durante afundamentos assimétricos, sendo que o segundo é mais vantajoso em termos de qualidade de energia, pois entrega uma potência ativa constante, desde que potência reativa não seja injetada durante o afundamento de tensão.

Além da malha de corrente, a malha de tensão com controle de potência ativa, limitação de corrente e controle de frequência foi proposta. Uma curva *droop* de frequência é utilizada para compensar a variação de frequência da rede, em função da potência ativa do inversor. A malha de tensão utiliza um controlador PI, que multiplicado pela norma das tensões de sequência positiva, entrega uma referência de potência ativa. Um filtro passa banda, projetado para ganho unitário e banda específica em 120 Hz é sugerido para atenuar oscilações na referência de potência ativa.

Outra funcionalidade apresentada nesse Capítulo foi o suporte de potência reativa durante afundamentos de tensão. Uma curva, retirada de um código de rede existente, foi implementada em simulação de um inversor de 5 kW, com as mesmos parâmetros do inversor utilizado nos resultados experimentais. A principal vantagem da utilização de suporte de reativos é que, durante afundamentos de tensão, as unidades geradoras contribuem com o controle primário de tensão.

No Capítulo 6 foi realizada uma análise de desempenho das malhas de controle de corrente e tensão, assim como dos algoritmos de geração de referência de corrente e suporte de reativos. Ambas as malhas possuem desempenho equivalente e atendem todos os requisitos quanto à suportabilidade de tensão. Considerando a todas as vantagens e desvantagens discutidas, a malha de corrente em coordenadas estacionárias foi selecionada para realizar o projeto dos controladores.

Também foi apresentada uma implementação de uma curva de LVRT, retirada do código de rede nacional, onde demonstrou-se quando o inversor deve desconectar-se da rede em presença de um afundamento de tensão. Uma proteção de sobretensão do barramento CC, quando

utiliza-se limitação de potência ativa, em virtude da contribuição de potência reativa, foi proposta. O sistema de controle de sobretensão, que só entra em operação devido a elevação de tensão do barramento CC em virtude do afundamento de tensão, regula a tensão do barramento CC através de um circuito *chopper*.

Para completar os requisitos de proteção, foi apresentado e avaliado o desempenho do método anti-ilhamento *frequency shift*, proposto e utilizado pela fabricante de turbinas *General Electric*. O método introduz perturbações na malha de corrente e, quando bem ajustado, introduz referências de corrente reativa ao sistema de controle do inversor apenas se o sistema estiver ilhado, fazendo com que as tensões no ponto de conexão alterem a amplitude e frequência. Com isso, as proteções de tensão e frequência do inversor são capazes de detectar e desconectar o inversor em caso de ilhamento. O método apresenta um bom desempenho e reduzido tempo de resposta. Entretanto, é de difícil ajuste e pode introduzir efeitos indesejados caso mal sintonizado.

Com o sistema de controle selecionado, no Capítulo 7 é apresentada uma metodologia de projeto dos controladores proporcional ressonante, levando em consideração os requisitos de desempenho quanto a margem de fase e frequência de corte. É sugerido um método de discretização e a equação diferença para implementação do controlador em plataforma digital é derivada. São considerados controladores ressonantes para a frequência fundamental, 5ª e 7ª harmônicas. Também uma função de transferência para controle da tensão do barramento CC é sugerida. Um controlador PI é projetado de modo a atender os requisitos de desempenho do inversor. Foram utilizadas frequências de corte de 1 kHz para a malha de corrente e de 5 Hz para a malha de tensão. Testes de desempenho das malhas com o modelo comutado do inversor foram apresentados para validar o projeto.

Por fim, o Capítulo 8 apresenta aspectos de implementação do sistema de controle proposto nesse trabalho assim como alguns resultados experimentais para validação de alguns conceitos. O método de sincronização, os métodos de referência de corrente, a malha de corrente, algoritmos de modulação e proteção foram implementadas em um DSP. Foi utilizado um protótipo de um VSI de 5 kW, com tensão de barramento CC de 400 V e tensão da rede de 220 V_{rms} , além de outras configurações com menores amplitudes para testes iniciais.

Foram realizados testes de desempenho dos algoritmos de sincronização, onde o método DSOGI-FLL apresentou excelente resultado, tanto para rastrear a fase das tensões de sequência positiva,

quanto para cálculo das normas das tensões e para cálculo da frequência da rede. Também, um algoritmo de detecção de sequência de fase foi proposto e implementado para garantir a conexão adequada do inversor a rede.

A malha de corrente implementada com controladores proporcional ressonante, com controladores ressonantes em 60 Hz, 300 Hz e 420 Hz foi validada com resultados experimentais em diferentes níveis de potência, utilizando uma faixa de 0% a 40% da potência nominal do protótipo. Foram realizados testes para avaliação do comportamento em regime permanente, focando nas correntes injetadas na rede e nas correntes do lado do inversor. Também, respostas a degrau de potência foram analisadas para verificar a resposta dinâmica do sistema de controle. Os resultados obtidos foram muito similares aos resultados de simulação, validando a implementação, o projeto e os conceitos discutidos durante todo o trabalho.

Foram realizados testes de conexão com a rede tanto via fonte, transformador e variac. Este último, para emular uma rede fraca, uma vez que apresenta uma indutância equivalente bastante grande, podendo alterar as características do sistema de controle, caso este esteja mal sintonizado ou não esteja preparado para esse tipo de conexão. Nesse último teste, foi demonstrado que mesmo com a presença de uma rede com harmônicos consideráveis, principalmente componentes de 5ª e 7ª ordem, o sistema de controle projetado atende os requisitos de qualidade de energia, atingindo uma THD de 2,52% para 40% da potência nominal do inversor, atendendo os requisitos da norma de qualidade de energia IEC 61000-3-2 para todo o espectro harmônico analisado.

9.1 TRABALHOS FUTUROS

Para dar continuidade a este trabalho, torna-se interessante:

- Comparar experimentalmente os métodos de sincronismo de inversores trifásicos;
- Elaborar um método híbrido de cálculo das referências de corrente, visando o desempenho do sistema de controle e a real contribuição para a rede elétrica;
- Realizar a implementação da malha de tensão e completar o sistema de controle proposto, validando as malhas de controle com resultados experimentais;
- Realizar testes de afundamento de tensão com uma fonte de tensão que disponha de tal funcionalidade e, de preferência,

regenerativa, aplicando diversos afundamentos de tensão e verificar a resposta dinâmica das malhas de controle;

- Realizar testes dos algoritmos de suporte de reativos durante afundamentos de tensão, implementando curvas reais baseadas em códigos de rede vigentes;
- Realizar a implementação digital das malhas de corrente em coordenadas síncronas de modo a comparar a utilização de memória e ocupação da CPU de controle;
- Implementar o algoritmo de anti ihamento e verificar o desempenho do mesmo, comparando a resposta aos critérios das normas específicas;
- Implementar o sistema de controle em um ambiente de teste controlado, como por exemplo um equipamento de HIL (*Hardware-In-the-Loop*), de modo que a implementação de controle possa ser facilmente avaliada;

REFERÊNCIAS

- [1] F. Lima, “ANEEL-ABEeólica,” Junho 2017. [Online]. Available: <https://www.osetoreletrico.com.br/eolica-alcanca-7-da-matriz-eletrica-brasileira/>.
- [2] M. A. Maehlum, “Hydroelectric Energy Pros and Cons,” 2102 2014. [Online]. Available: <http://energyinformative.org/hydroelectric-energy-pros-and-cons/>.
- [3] J. Martin, “Distributed vs. centralized electricity generation: are we witnessing a change of paradigm?,” Paris, 2009.
- [4] A. E. B e Abu-Elanien, “Increasing the Penetration Level of Distributed Generation without Violating Overcurrent Based Protection System Coordination,” *2014 5th IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT Europe)*, pp. 1-2, 12-15 10 2014.
- [5] F. CAZZATO, D. D. MARTINO e F. MARMEGGI, “THE INCREASE OF DISTRIBUTED GENERATION ON ENEL DISTRIBUZIONE’S NETWORK: STATE OF THE ART, ACTIONS AND STRATEGIES FOR INTEGRATION,” *CIGRE Workshop*, pp. 1-2, 29-30 03 2012.
- [6] I. A. Essackjee e R. T. F. A. King, “The Impact of Increasing Penetration Level of Small Scale Distributed Generations on Voltage in a Secondary Distribution Network,” *IEEE International Conference on Emerging Technologies and Innovative Business Practices for the Transformation of 2016 IEEE International Conference on Emerging Technologies and Innovative Business Practices for the Transformation of Societies*, pp. 1-2, 2016.
- [7] N. Mourad e B. Mohamed, “Impact of Increased Distributed Photovoltaic Generation on Radial Distribution Networks,” *International Conference on Control, Decision and Information Technologies - CoDIT’16*, p. 1, 6-8 4 2016.

- [8] L. F. C. Simone e M. B. C. Salles, “The Impact of Distributed Generation on the Energy Tariff and the Utility Revenue in Brazil,” pp. 1-2, 2017.
- [9] A. B. A. Amaral, A. L. Z. L. G. Mendonça e A. A. M. R. a. E. E. Rego, “Solar Energy and Distributed Generation:2015, a Year of Inflection in Brazil?,” *IEEE LATIN AMERICA TRANSACTIONS*, pp. 1-2, 08 08 2016.
- [10] J. Driesen e R. Belmans, “Distributed generation: challenges and possible solutions,” *Power Engineering Society General Meeting, 2006. IEEE*, p. 6, 18-22 6 2006.
- [11] M. Dailey, “5 Countries With the Most Invested in Renewable Energy,” 17 6 2017. [Online]. Available: <https://www.energyandcapital.com/articles/5-countries-with-the-most-invested-in-renewable-energy/5928>.
- [12] V. Henze e C. Thomas, “Runaway 53GW Solar Boom in China Pushed Global Clean Energy Investment Ahead in 2017,” 16 01 2018. [Online]. Available: <https://about.bnef.com/blog/runaway-53gw-solar-boom-in-china-pushed-global-clean-energy-investment-ahead-in-2017/>.
- [13] H. Jafarian, N. Kim e B. Parkhideh, “Analysis of smart inverter functions of decentralized grid-connected AC-stacked PV inverter architecture,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2017 IEEE*, pp. 3597-3598, 23-30 03 2017.
- [14] F. Ding, A. Nguyen e S. Walinga, “Application of autonomous smart inverter Volt-VAR function for voltage reduction energy savings and power quality in electric distribution systems,” *Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT), 2017 IEEE*, 23-26 10 2017.
- [15] W. Peng, “General Application of Smart Inverters in Distribution and Smart Grid,” UNLV Theses, Dissertations, Professional Papers, and Capstones, Las Vegas, 2015.

- [16] A. Huque, "Smart Inverter Grid Support Functions and Potential Impact on Reliability," *2015 NREL Photovoltaic Reliability Workshop*, p. 4, 25 02 2015.
- [17] K. Shi, H. Ye, P. Xu, D. Zhao e L. Jiao, "Low-voltage ride through control strategy of virtual synchronous generator based on the analysis of excitation state," *IET Gener. Transm. Distrib.*, pp. 1-2, 161 023 2018.
- [18] I. Sadeghkhani, M. E. H. Golshan, A. Mehrizi-Sani e J. M. Guerrero, "Low-voltage ride-through of a droop-based three-phase four-wire grid-connected microgrid," *IET Gener. Transm. Distrib.*, pp. 1906-1914, 2018.
- [19] M. M. Shabestary, M. M. Shabestary e Y. A.-R. I. Mohamed, "Asymmetric Low-Voltage Ride-Through Scheme and Dynamic Voltage Regulation in Distributed Generation Units," *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 4-8 03 2018.
- [20] R. Teodorescu, M. Liserre e P. R. 'iguez, *Grid Converters For Photovoltaic And Wind Power Systems*, John Wiley & Sons, Ltd, 2011.
- [21] Z. Lubosny, *Wind Turbine Operation in Electric Power Systems - Advanced Modeling*, CBS Publishers, 2003.
- [22] T. Ackermann, *Wind Power in Power Systems*, West Sussex, England: John Wiley & Sons, Ltd, 2005.
- [23] S. Heier, *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*, John Wiley & Sons, Ltd, 1998.
- [24] L. Hansen, P. Madsen e F. Blaabjerg, "Generators and Power Electronics Technology for Wind Turbines," *Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE*, 29 11 2001.
- [25] T. Petru e T. Thiringer, "Modelling of wind turbines for power system studies," *IEEE Transactions on Power Systems*, pp. 1132-1139, 10 2002.

- [26] L. H. e. a. Hansen, "Conceptual survey of generators and power electronics for wind turbines," Riso National Laboratory, Roskilde, Denmark , 2001.
- [27] J. Machowski, J. W. Bialek e J. R. Bumby, *Power System Dynamics: Stability and Control*, John Wiley & Sons, 2008.
- [28] R. Teodorescu e F. Blaabjerg, "Flexible control of small wind turbines with grid failure detection operating in stand-alone and grid-connected mode," *IEEE Transactions on Power Electronics* , vol. 19, n. 5, pp. 1323 - 1332, 2004.
- [29] F. Blaabjerg, M. Liserre e K. Ma, "Power Electronics Converters for Wind Turbine Systems," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 48, n. 2, pp. 709-719, 2012.
- [30] M. Díaz, M. Espinoza e A. Mora, "Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)," *The application of the modular multilevel matrix converter in high-power wind turbines*, 5-9 07 2016.
- [31] A. Faulstich, J. K. Steinke e F. Wittwe, "Medium Voltage Converter for Permanent Magnet Wind Power Generators up to 5 MW," ABB Switzerland Ltd , Turgi, Switzerland, 2005.
- [32] B. Andresen e J. Birk, "A high power density converter system for the Gamesa G10x 4,5 MW wind turbine," *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference*, 2-5 07 2007.
- [33] P. Tenca, A. A. Rockhill e T. A. Lipo, "Current Source Topology for Wind Turbines With Decreased Mains Current Harmonics, Further Reducible via Functional Minimization," *IEEE Transactions on Power Electronics* , vol. 23, n. 3, pp. 1143-1155, 2008.
- [34] I. J. Gabe, "Análise e Controle de Aerogeradores com Conversor Pleno Durante Afundamentos de Tensão," Santa Maria, RS, 2012.
- [35] J. A. Fuentes, M. Canas, A. Molina, E. Gómez e F. Jiménez, "International Review of Grid Connection Requirements related with Voltage Dips for Wind Farms," *The Renewable Energy & Power Quality Journal (RE&PQJ)*, vol. 1, n. 5, pp. 536-541, 2007.
- [36] M. Tsili e S. Papathanassiou, "A review of grid code technical requirements for wind farms," *IET Renewable Power Generation*, vol. 3, n. 3, pp. 308 - 332, 2009.

- [37] E.ON-NETZ, “Grid Connection Regulations for High and extra high voltage. [S.1],” 2006.
- [38] EirGrid, “EirGrid Grid Code Version 6.0,” 2015.
- [39] I. HR, R. J. Best e D. J. Morrow, “Irish Power System Primary Frequency Response Metrics during Different System Non Synchronous Penetration,” *PowerTech, 2015 IEEE Eindhoven*, 29 06 2015.
- [40] ONS, “Procedimentos de rede: Submódulo 3.6 - Requisitos técnicos mínimos para a conexão a rede básica [S.1.],” Brasil, 2009.
- [41] M. Liserre, T. Sauter e J. Y. Hung, “Future Energy Systems: Integrating Renewable Energy Sources into the Smart Power Grid Through Industrial Electronics,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 4, n. 1, pp. 1932-4529, 2010.
- [42] B.-I. Crăciun, T. Kerekes e D. Séra, “Overview of Recent Grid Codes for PV Power integration,” *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, 3 2012.
- [43] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre e A. V. Timbus, “Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, n. 5, pp. 1398-1409, 2006.
- [44] Elkraft e Eltra, “Regulation TF3.2.5 - Wind Turbines Connected to Grids with Voltages above 100 kV,” 2004.
- [45] Elkraft e Eltra, “Technical Regulations TF 3.2.6 - Wind turbines connected to grids with voltages below 100 kV,” 2004.
- [46] N. National Grid Electricity Transmission plc, “The Grid Code, ISSUE 5,” 2018.
- [47] F. E. R. C. FERC, “Interconnection for Wind Energy,” 2005.
- [48] C. Canadian Wind Energy Association, “Canadian Grid Code For Wind Development Review And Recommendations,” 2005.
- [49] Hydro Quebec TransÉnergie, “Transmission Provider Technical Requirements For The Connection Of Power Plants To The Hydro Quebec Transmission System,” 2009.

- [50] AESO - Alberta Electric System Operator, "Wind Aggregated Generating Facilities - Technical Requirements - Section 502.1," 2015.
- [51] I. Erlich e U. Bachmann, "Grid code requirements concerning connection and operation of wind turbines in Germany," *Power Engineering Society General Meeting - IEEE*, 16 06 2005.
- [52] R. C. Dugan, *Electrical Power Systems Quality*, Third Edition 3rd, New York: McGraw-Hill.
- [53] H. Xiao e F. Liu, "A Control Strategy of DFIG under Unbalanced Grid Voltage," *ELEKTRONIKA IR ELEKTROTECHNIKA*, vol. 19, n. 9, pp. 1392-1215, 2013.
- [54] M. Bollen, *Understanding Power Quality Problems*, New York: IEEE Press, 2000.
- [55] M. Bollen e I. Gu, *Signal Processing of Power Quality Disturbances*, Wiley-IEEE Press, 2006.
- [56] C. L. Fortescue, "Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks," *Proceedings of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 37, n. 6, pp. 629-716, 1918.
- [57] P. S. B. Nascimento, H. E. P. d. Souza e F. A. S. Neves, "FPGA Implementation of the Generalized Delayed Signal Cancellation—Phase Locked Loop Method for Detecting Harmonic Sequence Components in Three-Phase Signals," *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vol. 60, n. 2, pp. 645-658, 2012.
- [58] C. Zhang, X. Zhao e X. Wang, "A Grid Synchronization PLL Method Based on Mixed Second- and Third-Order Generalized Integrator for DC-Offset Elimination and Frequency Adaptability," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 28 02 2018.
- [59] S. Gude e C.-C. Chu, "Three-phase grid synchronization PLL using multiple delayed signal cancellation under adverse grid voltage conditions," *Industry Applications Society Annual Meeting, 2017 IEEE*, 1-5 10 2017.
- [60] K.-J. Lee, J.-P. Lee e D. Shin, "A Novel Grid Synchronization PLL Method Based on Adaptive Low-Pass Notch Filter for Grid-Connected PCS," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n. 1, pp. 292-301, 2014.

- [61] S. Lee, J.-H. Lee e H. Cha, “Grid synchronization PLL robust to frequency variation, unbalanced and distorted voltage,” *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, 17-22 09 2011.
- [62] Y. F. Wang e Y. W. Li, “Grid Synchronization PLL Based on Cascaded Delayed Signal Cancellation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, n. 7, pp. 1987-1997, 2011.
- [63] V. Kaura e V. Blasko, “Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC '96*, 3-7 03 1996.
- [64] L. G. B. Rolim, D. R. d. Costa e M. Aredes, “Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, n. 6, pp. 1919-1926, 2006.
- [65] P. Rodriguez, A. Luna e M. Ciobotaru, “Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions,” *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006*, 6-10 11 2006.
- [66] P. Rodriguez, J. Pou e J. Bergas, “Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, n. 2, pp. 584-592, 2007.
- [67] J. Li-Jun, J. Miao-Miao e Y. Guang-Yao, “Unbalanced control of grid-side converter based on DSOGI-PLL,” *Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 15-17 07 2015.
- [68] P. Cossutta, M. P. Aguirre e M. A. Engelhardt, “High speed fixed point DSOGI PLL implementation on FPGA for synchronization of grid connected power converters,” *Industrial Electronics (ISIE)*, 28 07 2014.
- [69] I. Setiawan, M. Facta e A. Priyadi, “Comparison of three popular PLL schemes under balanced and unbalanced grid voltage conditions,” *Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE)*, 5-6 10 2016.

- [70] W. Lyon, *Application of the Method of Symmetrical Components*, New York: McGraw-Hill, 1937.
- [71] P. C. Loh e D. G. Holmes, “Analysis of Multiloop Control Strategies for LC/CL/LCL-Filtered Voltage-Source and Current-Source Inverters,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 41, n. 2, pp. 644-654, 2005.
- [72] F. Blaabjerg, R. Teodorescu e M. Liserre, “Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vol. 53, n. 5, pp. 1398-1409, 2006.
- [73] A. G. Andreta, “Estratégia Híbrida De Controle Para Inversores Trifásicos Conectados À Rede Baseada Em Controladores Deadbeat E Proporcional+ Ressonante,” Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2014.
- [74] A. Kouchaki e M. Nymand, “Analytical Design of Passive LCL Filter for Three-Phase Two-Level Power Factor Correction Rectifiers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n. 4, pp. 3012-3022, 2018.
- [75] A. A. Rockhill, M. Liserre e R. Teodorescu, “Grid-Filter Design for a Multimegawatt Medium-Voltage Voltage-Source Inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n. 4, pp. 1205 - 1217, 2011.
- [76] E. WU e P. LEHN, “Digital current control of a voltage source con-verter with active damping of LCL resonance,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, n. 5, p. 364–1373, 2006.
- [77] M. LISERRE, A. AQUILA e F. BLAABJERG, “Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, n. 1, pp. 76-78, 2004.
- [78] P. A. DAHONO, “A control method to damp oscillation in the input LC filter,” *Power Electronics Specialists Conference*, vol. 4, n. 1, pp. 1630-1635, 2002.

- [79] V. BLASKO e V. KAURA, "A novel control to actively damp re-resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, n. 2, pp. 542-550, 1997.
- [80] C. L. e. al., "High Performance Current Controller for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 22, n. 5, pp. 1826-1835, 2007.
- [81] P. Rodriguez e A. V. Timbus, "Flexible Active Power Control of Distributed Power Generation Systems During Grid Faults," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 54, n. 5, pp. 2583-2592, 2007.
- [82] Y. Suh e T. A. Lipo, "Control Scheme in Hybrid Synchronous Stationary Frame for PWM AC/DC Converter Under Generalized Unbalanced Operating Conditions," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 42, n. 3, pp. 825-835, 2006.
- [83] H.-s. Song e K. Nam, "Dual Current Control Scheme for PWM Converter Under Unbalanced Input Voltage Conditions," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 46, n. 5, pp. 953-959, 1999.
- [84] R. Teodorescu, F. Blaabjerg e M. Liserre, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, n. 5, pp. 750-762, 2006.
- [85] D. N. Zmood e D. G. Holmes, "Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters With Zero Steady-State Error," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 18, n. 3, pp. 814-822, 2003.
- [86] S. K. e. al., "A resonant controller with high structural robustness for fixed-point digital implementations," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n. 7, p. 3352-3362, 2012.
- [87] M. NEWMAN e D. HOLMES, "Delta operator digital filters for high performance inverter applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, n. 1, pp. 447-454, 2003.
- [88] Y.-Y. T. e. al., "High-performance programmable AC power source with low harmonic distortion using DSP-based repetitive control technique," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, n. 4, pp. 715-725, 1997.

- [89] D. N. ZMOOD, D. G. HOLMES e G. H. BODE, "Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators," *Industry Applications, IEEE Transactions*, vol. 37, n. 2, pp. 601-610, 2001.
- [90] P. Rodriguez, A. V. Timbus e R. Teodorescu, "Independent PQ Control for Distributed Power Generation Systems under Grid Faults," *IEEE Industrial Electronics, IECON*, 6-10 11 2006.
- [91] R. P. e. al, "Flexible Active Power Control of Distributed Power Generation Systems During Grid Faults," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, n. 5, pp. 2583-2592, 2007.
- [92] R. P. e. al, "Reactive Power Control for Improving Wind Turbine System Behavior Under Grid Faults," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, n. 7, pp. 178-1801, 2009.
- [93] F. Wang, J. L. Duarte e M. A. M. Hendrix, "Active power control strategies for inverter-based distributed power generation adapted to grid-fault ride-through requirements," *Power Electronics and Applications, EPE*, 8-10 09 2009.
- [94] F. Wang, J. L. Duarte e M. A. M. Hendrix, "Active and reactive power control schemes for distributed generation systems under voltage dips," *Energy Conversion Congress and Exposition - ECCE*, 20-24 09 2009.
- [95] H. Akagi, E. H. Watanabe e M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, Wiley-IEEE Press, 2007.
- [96] D. G. Holmes e T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation For Power Converters. Principles and Practice*, Wiley-IEEE Press, 2003.
- [97] M. Rezkallah, S. Sharma e A. Chandra, "Implementation and control of small-scale hybrid standalone power generation system employing wind and solar energy," *Industry Applications Society Annual Meeting*, 03 11 2006.
- [98] H. Wen e S. Cai, "Modeling and LVRT analysis of DFIG wind power system," *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, 15-18 11 2015.
- [99] A. M. A. Haidar, K. M. Muttaqi e M. T. Hagh, "A Coordinated Control Approach for DC link and Rotor Crowbars to Improve Fault Ride-Through of DFIG-Based Wind Turbine," *IEEE Transactions On Industry Applications*, vol. 53, n. 3, pp. 4073-4086, 2017.

- [100] M. Ding, T. Hu e P. Han, “Analysis of Low Voltage Ride through Ability of Variable Speed Constant Frequency Wind Turbine Based on Crowbar Protection,” *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, 27-29 03 2012.
- [101] P. Xing, L. Fu e G. Wang, “A compositive control method of low-voltage ride through for PMSG-based wind turbine generator system,” *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 12, n. 1, pp. 117-125, 2018.
- [102] F. D. Mango, M. Liserre e A. Dell'Aquila, “Overview of Anti-Islanding Algorithms for PV Systems. Part I: Passive Methods,” *Power Electronics and Motion Control Conference*, 30 08 2006.
- [103] F. D. Mango, M. Liserre e A. Dell'Aquila, “Overview of Anti-Islanding Algorithms for PV Systems. Part II: Active Methods,” *Power Electronics and Motion Control Conference*, 30 08 2006.
- [104] Z. Y. e. al, “Study and Development of Anti-Islanding Control for Grid-Connected Inverters,” National Renewable Energy Laboratory, Golden, Colorado, 2004.
- [105] P. A. M. Bezerra, “Inversor trifásico PWM fonte de tensão com integração de interruptores em delta,” UFSC, Florianópolis, 2013.