TESE DE DOUTORADO Nº 300

IDENTIFICAÇÃO E MANEJO DE RESSONÂNCIAS EM PARQUES EÓLICOS: APLICAÇÃO DOS CONVERSORES TUPF

Camila Elias Almeida

DATA DA DEFESA: 28/06/2019

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

IDENTIFICAÇÃO E MANEJO DE RESSONÂNCIAS EM PARQUES EÓLICOS: APLICAÇÃO DOS CONVERSORES TUPF

Camila Elias Almeida

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

Orientador: Prof. Braz de Jesus Cardoso Filho

Belo Horizonte - MG

Junho de 2019

A447i

Almeida, Camila Elias.
Identificação e manejo de ressonâncias em parques eólicos [recurso eletrônico] : aplicação dos conversores TUPF / Camila Elias Almeida. - 2019.
1 recurso online (174 f. : il., color.) : pdf.

Orientador: Braz de Jesus Cardoso Filho.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Anexos: f. 157-173.

Bibliografia: f. 143-156.
Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Distorção elétrica - Teses. 3. Energia eólica - Teses. 4. Harmônicos (Ondas elétricas) - Teses. 5. Turbina eólica - Teses. I. Cardoso Filho, Braz de Jesus. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. III. Título.

CDU: 621.3(043)

Ficha catalográfica: Biblioteca Profº Mário Werneck, Escola de Engenharia da UFMG

"Identificação e Manejo de Ressonâncias Em Parques Eólicos: Aplicação dos Conversores Tupf"

Camila Elias Almeida

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

Aprovada em 28 de junho de 2019.

Por:

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

Prof. Dr. Sidelmo Magalhães Silva
DEE (UFMG)

Prof. Dr. Danilo Iglesias Brandão
DEE (UFMG)

Prof. Dr. Helder de Paula
FEELT (Universidade Federal de Uberlândia)

Prof. Dr. Luiz Antônio de Souza Ribeiro
DEE/CCET (UFMA)

Scanned by CamScanner

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho a todos os que trabalham em prol de uma sociedade mais sustentável.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a minha família pelo apoio incondicional, em especial a meu pai, Arlindo, e minhas irmãs Thaís e Nívia. Vocês são a força por trás de todas as minhas conquistas.

Ao professor Braz de Jesus Cardoso Filho, por novamente me apontar o caminho em mais esta jornada na direção da melhor engenheira que eu posso ser.

A todos os professores e colegas do Laboratório Tesla Engenharia de Potência pelo inestimável auxílio moral e técnico, em particular a Gabriel Mendonça, Tamires Santos e Thiago Parreiras. Sem vocês esta tarefa talvez tivesse sido demasiado árdua.

À estimada amiga Arlete Vidal de Freitas, pelo suporte e encorajamento constantes e todo o carinho.

A minhas amigas maravilhosas, Ana Raposo, Denise Frade, Lara Spagnol e Natália Melo, por me incentivarem e confiarem em mim e nas minhas habilidades, especialmente quando eu mesma me sinto incapaz de fazê-lo.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFMG e ao Grupo Neoenergia pelo suporte financeiro.

O homem científico não pretende alcançar um resultado imediato.
Seu dever é lançar as bases para aqueles que estão por vir e apontar o caminho.

Nikola Tesla

RESUMO

A crescente expansão na utilização de fontes renováveis para a geração de energia elétrica trouxe consigo o aumento do uso de conversores estáticos de potência conectados diretamente à rede de distribuição elétrica. Ainda que a emissão harmônica individual do conversor esteja dentro dos limites recomendados por normas e padrões nacionais e internacionais, a instalação de diversos equipamentos deste tipo em um mesmo ponto de conexão com o sistema elétrico, especialmente se associada a uma rede fraca, pode ocasionar níveis de distorção de tensão excessivos, que podem exceder limites estabelecidos em norma, provocar mau funcionamento de sistemas de controle e excitar ressonâncias, as quais podem não ser mitigadas pelas estratégias de amortecimento previstas pelos fabricantes.

Tendo em vista este cenário, fica estabelecido o interesse em se desenvolver conversores estáticos de potência que empreguem técnicas de modulação e outras estratégias que, ao invés de reduzir as componentes harmônicas normalmente presentes nas correntes habitualmente injetadas pelos equipamentos, busquem eliminá-las ou não permitir sua ocorrência no processo de geração de energia, ou seja, equipamentos que se comportem essencialmente como fontes de corrente senoidais, preferencialmente sem o uso de filtros passivos. As capacitâncias típicas destes filtros, projetadas com o intuito de se limitar a potência reativa drenada da rede, têm o efeito indesejado de reduzir as frequências de ocorrência de ressonâncias série.

O objetivo deste trabalho é estabelecer o conversor de fator de potência verdadeiramente unitário como uma vantajosa topologia de sistema de condicionamento de potência para geração de energia eólica, capaz de atender aos requisitos de qualidade de energia e, simultaneamente, modificar as características de ressonância em parques de maneira favorável.

Para determinar as vantagens do uso do conversor TUPF sobre os conversores 2-níveis convencionais são feitas análises modais e de varredura em frequência, ambas com a utilização de modelos de conversor que representam dinâmicas de controle que interferem com a estabilidade dos parques. Estudos de caso empregando dados de parques eólicos reais são feitos comparando-se ambas as topologias de conversor.

Com as análises realizadas verificou-se que os conversores TUPF promovem um deslocamento das primeiras frequências de ressonância para ordens harmônicas mais altas, sendo este efeito tão mais pronunciado quanto maior o número de aerogeradores no parque.

Palavras-chave: Geração de energia, turbina eólica, qualidade de energia, distorção harmônica, ressonância, conversores estáticos de potência, eliminação seletiva de harmônicos.

ABSTRACT

The growing expansion in the use of distributed sources for the generation of electricity brought the increased use of power static converters connected directly to the electrical distribution network. While the individual harmonic emission of each converter may be within the limits recommended by national and international standards, the installation of several equipment of this type in a single point of connection to the electrical system, especially if associated with a weak grid, may cause excessive distortion levels, which may exceed regulation limits, cause malfunction of control systems and excite resonances, which may not be mitigated by damping strategies provided by the manufacturers.

Given this scenario is established interest in developing static power converters employing modulation techniques and other strategies that, instead of reducing the harmonic current components normally injected by the equipment, seek to eliminate them or not allow their occurrence in the power generation process, that is, equipment that essentially behaves as sinusoidal current sources, preferably without the use of passive filters. The typical filter capacitances, designed to limit the reactive power drained from the network, have the undesired effect of reducing the frequencies of occurrence of series resonances.

The goal of this work is to establish the true unit power factor converter as an advantageous topology of power conditioning system for wind power generation, capable of meeting power quality requirements and simultaneously modifying the resonance characteristics in farms in a favorable way.

To determine the advantages of using the TUPF converter over conventional 2-level converters, modal and frequency scan analyzes are performed, both using converter models that represent control dynamics that interfere with park stability. Case studies employing actual wind farm data are made by comparing both converter topologies.

With the analyzes performed, it was found that the TUPF converters promote a displacement of the first resonant frequencies to higher harmonic orders, this effect being more pronounced the greater the number of wind turbines in the windfarm.

Keywords: Energy generation, wind turbine, power quality, harmonic distortion, resonance, static power converter, selective harmonic elimination.

SUMÁRIO

DEDICATÓRIA 3
AGRADECIMENTOS 4
RESUMO 6
ABSTRACT 7
SUMÁRIO 8
LISTA DE ILUSTRAÇÕES 10
LISTA DE TABELAS 15
LISTA DE ABREVIATURAS 16
LISTA DE SÍMBOLOS 18
1. INTRODUÇÃO 20
1.1 OBJETIVOS 23
1.1.1 Objetivos gerais 23
1.1.2 Objetivos específicos 23
1.2 PROPOSTA DE TRABALHO 24
1.3 CONTRIBUIÇÕES 26
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO 26
2. CONVERSORES DE POTÊNCIA E QUALIDADE DE ENERGIA EM GERAÇÃO EÓLICA 28
2.1 TOPOLOGIAS DE TURBINAS PARA GERAÇÃO EÓLICA 30
2.2 CONVERSORES PARA CONEXÃO DE AEROGERADORES TIPO 4 À REDE 33
2.3 TÉCNICAS PARA REDUÇÃO DE EMISSÃO DE HARMÔNICOS 35
2.4 QUALIDADE DE ENERGIA E USO DE FILTROS ATIVOS EM PARQUES EÓLICOS 37
2.4.1 Requisitos dos procedimentos de rede 37
2.4.2 Filtros ativos em parques eólicos 38
2.4.3 Ressonância em Parques Eólicos 40
2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS 44
3. MODELAGEM E ESTUDOS DE RESSONÂNCIA EM PARQUES EÓLICOS 45
3.1 MODELAGEM DOS COMPONENTES 45
3.1.1 Modelo dos cabos de média tensão 47
3.1.2 Modelo dos transformadores de potência 48
3.1.3 Modelo das linhas de transmissão 50
3.1.4 Impedância equivalente de rede 50
3.1.5 Modelos dos conversores para estudos de análise em frequência 53
3.2 MÉTODOS DE IDENTIFICAÇÃO DE RESSONÂNCIAS 62

3.2.1 Varredura em frequência....62
3.2.2 Análise modal....63
3.3 Estudos de caso: ressonâncias em parques eólicos reais....69
3.3.1 Dados gerais dos parques....69
3.3.2 Identificação das ressonâncias....71
3.3.3 Correntes harmônicas injetadas na barra de média tensão....80
3.3.4 Distorção de tensão na barra de média tensão....84
3.4 Considerações finais....86
4. O CONVERSOR DE FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO VERDADEIRO....88
4.1 Retificadores de 12 pulsos e o transformador de três enrolamentos....88
4.2 Modulação PWM com eliminação seletiva de harmônicos....89
4.3 Controle do conversor TUPF....94
4.4 Aspectos da implementação do conversor TUPF....99
4.4.1 Modulador SHE-PWM....99
4.4.2 Indutores e transformador....102
4.5 Simulação do conversor TUPF....105
4.6 Resultados com simulador em tempo real....112
4.7 Considerações finais....123
5. PARQUES EÓLICOS OPERANDO COM CONVERSOR TUPF....124
5.1 Estudos de caso....124
5.1.1 Varredura em frequência....124
5.1.2 Análise Modal....126
5.1.3 Correntes harmônicas injetadas na barra de média tensão....132
5.1.4 Distorção de tensão na barra de média tensão....134
5.2 Discussão dos resultados....136
6. CONCLUSÕES....139
6.1 Propostas de continuidade....142
REFERÊNCIAS....143
ANEXOS....157
Protótipo em escala reduzida....157
Testes em malha aberta com carga resistiva....164
Estimação da função de transferência a partir da resposta em frequência....169
Script para cálculo da admitância de malha fechada (Y_{CL})....169
Script para cálculo dos parâmetros do equivalente RLCr....172

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1. Diagrama esquemático do conversor TUPF para aplicação em geração eólica.....25
Figura 2. Participação das diversas fontes primárias de energia na matriz elétrica brasileira. 28
Figura 3. Potência de geração eólica instalada em MW e previsão para 2020.....29
Figura 4. Fator de capacidade médio de usinas eólicas conectadas ao SIN nos últimos três anos.....29
Figura 5. Estrutura básica de uma turbina eólica ou aerogerador *onshore* [64]: (a) Nacele (b) Base....31
Figura 6. Distribuição dos tipos de gerador utilizados em turbinas eólicas instaladas no Brasil. 31
Figura 7. Aerogeradores mais prevalentes no mercado: (a) tipo 3 e (b) tipo 4. 32
Figura 8. Espectro harmônico de corrente para conversores de múltiplos níveis em comparação com limites do padrão IEEE 519. 34
Figura 9. Representação dos circuitos equivalentes em caso de ressonância: (a) série (b) paralela. 40
Figura 10. Impedância para ressonâncias série e paralela e a reatância indutiva base. 41
Figura 11. THD de tensão no PAC em função do número de aerogeradores para ($1 \leq N_{AG} \leq 15$). 42
Figura 12. Formas de conexão entre os AGs de um parque eólico: (a) em série (b) em paralelo. 43
Figura 13. Impedância equivalente do PAC em função da conexão de AGs em série e paralelo. 43
Figura 14. Parques eólicos estudados: (a) Água Doce – SC [118] (b). Cerro Chato – RS [119]. 45
Figura 15. Circuitos equivalentes para a estimação das correntes harmônicas injetadas na barra de média tensão: (a) Equivalente Thévenin (b) Equivalente Norton. 46
Figura 16. Espectro harmônico das tensões de saída nos terminais do AG para cada conversor. 47
Figura 17. Modelo π-equivalente usado na representação dos cabos de média tensão. 48
Figura 18. Modelos dos transformadores. 49
Figura 19. Rede básica modelada para a simulação do parque Cerro Chato I. 51
Figura 20. Rede básica modelada para a simulação do parque Cruz Alta. 52
Figura 21. Representação da obtenção dos modelos Norton dos conversores: (a) Conversor, filtro de saída e medição de corrente 2L-VSC (b) Equivalente Norton 2L-VSC (c) Conversor, filtro de saída e medição de corrente TUPF (d) Equivalente Norton TUPF. 55
Figura 22. Módulo da admitâncias de malha fechada Y_{cl} do conversor 2L-VSC no referencial de sequência e no referencial DQ (componente Y_{dd}).....56
Figura 23. Ângulo da admitâncias de malha fechada Y_{cl} do conversor 2L-VSC no referencial de sequência e no referencial DQ (componente Y_{dd}).....56
Figura 24. Representação numérica do conversor com elementos RLCr. 58
Figura 25. Admitância calculada e aproximação numérica para o conversor 2L-VSC. 59
Figura 26. Admitância calculada e aproximação numérica para o conversor TUPF. 59
Figura 27. Representação do AG com equivalente numérico do conversor 2L-VSC. 60
Figura 28. Representação do AG com equivalente numérico do conversor TUPF. 60

Figura 29. Impedância equivalente nos terminais do AG com conversor 2L-VSC e TUPF.....61
Figura 30. Circuito RLCr equivalente para representação da rede básica. 61
Figura 31. Impedância equivalente da rede básica calculada com PTW e via aproximação numérica. 62
Figura 32. Circuito equivalente de um parque com 4 AGs. 65
Figura 33. Representação da conexão de aerogeradores com grafos: (a) opção a (b) opção b. 66
Figura 34. Comparação da esparsidade das matrizes de admitância de barra e impedância de malha com o uso dos grafos a e b. 68
Figura 35. Impedância equivalente (varredura em frequência) e impedância modal (grafo a). 69
Figura 36. Distribuição dos aerogeradores no parque eólico Cerro Chato I. 70
Figura 37. Distribuição dos aerogeradores no parque eólico de Cruz Alta. 71
Figura 38. Impedância equivalente para identificação de ressonâncias de acordo com o número de AGs no parque Cerro Chato I: (a) Paralela (b) Série. 72
Figura 39. Impedância equivalente para identificação de ressonâncias de acordo com o número de AGs no parque Cruz Alta: (a) Paralela (b) Série. 73
Figura 40. Impedâncias modais para ressonâncias paralelas (15 AGs, Parque CCHI). 76
Figura 41. Impedâncias modais para ressonâncias paralelas (5 AGs, Parque CCHI). 76
Figura 42. Impedâncias modais para ressonâncias série (15 AGs, Parque CCHI). 76
Figura 43. Impedâncias modais para ressonâncias paralelas (20 AGs, Parque CA). 77
Figura 44. Impedâncias modais para ressonâncias paralelas (5 AGs, Parque CA). 78
Figura 45. Impedâncias modais para ressonâncias série (20 AGs, Parque CA). 78
Figura 46. Impedâncias modais para ressonâncias série (5 AGs, Parque CA). 78
Figura 47. Espectros da corrente na barra de um aerogerador. 82
Figura 48. Espectro da corrente injetada pelo parque Cerro Chato I, com 15, 10 e 5 AGs no PAC e espectro da tensão de fase do conversor. 83
Figura 49. Espectro da corrente injetada pelo parque Cruz Alta, com 20, 15, 10 e 5 AGs no PAC e espectro da tensão de fase do conversor. 84
Figura 50. Espectro da tensão na no PAC em Cerro Chato I operando com 15, 10 e 5 AGs e espectro da tensão de fase do conversor. 85
Figura 51. Espectro da tensão na no PAC em Cruz Alta operando com 20, 15, 10 e 5 AGs e espectro da tensão de fase do conversor. 86
Figura 52. (a) Tensões nas bobinas do secundário Δ (b) Tensões nas bobinas do secundário Y (c) Tensões do secundário Y transferidas para o primário (d) Resultado da soma das tensões induzidas no primário. 89
Figura 53. Forma de onda generalizada para a tensão de fase de saída de um inversor com modulação SHE-PWM de n ângulos. 90
Figura 54. Requisito de suportabilidade a afundamentos de tensão [165]. 92

Figura 55. Ângulos de comutação versus índice de modulação, para SHE-PWM de 9 pulsos. 93
Figura 56. Diagrama esquemático do conversor TUPF simulado.....94
Figura 57. Diagrama de blocos da estratégia de controle do conversor TUPF. 97
Figura 58. Diagrama de blocos do controle de tensão e de corrente (apenas uma ponte).....97
Figura 59. Diagramas de blocos simplificados para ajuste dos reguladores: (a) malha interna de corrente (b) malha externa de tensão. 98
Figura 60. Curvas de rigidez dinâmica para ajuste dos controladores: (a) corrente (b) tensão.....99
Figura 61. Ângulo da tensão de referência em tempo real e amostragem em 6 kHz. 100
Figura 62. Comandos obtidos com diferentes taxas de amostragem.....101
Figura 63. Diagrama de blocos simplificado mostrando a alteração no cálculo do sinal de ângulo do vetor de tensão. 101
Figura 64. Sinais de comando de uma das chaves das pontes Δ e Y do protótipo do conversor TUPF operando em malha aberta, com índice de modulação constante. 103
Figura 65. Corrente no secundário Δ do transformador e nas chaves de uma fase da ponte Δ.....103
Figura 66. Espectro harmônico das correntes nos enrolamentos do transformador.....105
Figura 67. (a) Resposta dos controladores de corrente de eixos d e q à uma rampa de potência ativa (b) Potência ativa no barramento e na rede e potência reativa na rede.....107
Figura 68. (a) Resposta dos controladores de corrente de eixos d e q à uma rampa de potência ativa e um degrau de potência reativa (b) Potência ativa no barramento e na rede e potência reativa na rede.....107
Figura 69. Corrente e tensão de fase no lado de média tensão (a) Sem injeção de potência reativa (b) com injeção de potência reativa.....108
Figura 70. Perdas e elevação de temperatura nos dispositivos de uma chave da ponte Δ.....108
Figura 71. Resposta ao degrau do controlador de tensão contínua. 109
Figura 72. Tensões de linha nos terminais das pontes Δ e Y. 110
Figura 73. Espectro harmônico das tensões de linha nos terminais das pontes.....110
Figura 74. Fotografia da montagem experimental para testes do controlador e modulador do protótipo de 30 kW do conversor TUPF.....112
Figura 75. Diagrama esquemático do conversor TUPF no ambiente do emulador em tempo real.....114
Figura 76. Ambiente SCADA para visualização das variáveis do emulador HIL. 113
Figura 77. Variáveis de controle observadas no programa Code Composer Studio. 115
Figura 78. Padrões de chaveamento enviados às chaves superiores da fase A das pontes Δ e Y. 115
Figura 79. Tensões de linha V_{ab} nos inversores e nos secundários do transformador.....116
Figura 80. Correntes trifásicas no lado de alta do transformador.....116
Figura 81. Espectro harmônico das correntes medidas na montagem e limites da IEEE 519.....118
Figura 82. Correntes nos secundários Δ e Y e na rede.....118

Figura 83. Tensão e corrente total no barramento e correntes c.c de cada ponte. 119
Figura 84. Detalhe da oscilação de tensão no barramento medida e seu espectro harmônico. 119
Figura 85. Corrente e tensão de fase na rede com $Q_{ref} = 0$. 120
Figura 86. Correntes e tensões de fase na rede para comandos negativo (à esquerda) e positivo (à direita) de Q_{ref}. 120
Figura 87. Resposta da tensão do barramento e corrente de rede a uma rampa de corrente c.c. 121
Figura 88. Correntes no transformador para uma tensão de rede distorcida: (a) 11º harmônico na tensão da rede (b) 12º harmônico na tensão da rede. 122
Figura 89. Corrente e tensão na rede com harmônicos: (a) 11º harmônico (b) 12° harmônico. 122
Figura 90. Espectro harmônico da corrente devido a distorção harmônica de tensão. 122
Figura 91. Impedância equivalente para a identificação de ressonâncias de acordo com o número de AGs no parque Cerro Chato I com conversor TUPF: (a) Paralela (b) Série. 124
Figura 92. Impedância equivalente para identificação de ressonâncias de acordo com o número de AGs no parque Cruz Alta com conversor TUPF: (a) Paralela (b) Série. 125
Figura 93. Impedâncias modais para ressonâncias paralelas (15 AGs, Parque CCHI, TUPF). 126
Figura 94. Impedâncias modais para ressonâncias paralelas (5 AGs, Parque CCHI, TUPF). 128
Figura 95. Impedâncias modais para ressonâncias série (15 AGs, Parque CCHI, TUPF). 128
Figura 96. Impedâncias modais para ressonâncias série (5 AGs, Parque CCHI, TUPF). 128
Figura 97. Impedâncias modais para ressonâncias paralelas (20 AGs, Parque CA, TUPF). 129
Figura 98. Impedâncias modais para ressonâncias paralelas (5 AGs, Parque CA, TUPF). 129
Figura 99. Impedâncias modais para ressonâncias série (20 AGs, Parque CA, TUPF). 129
Figura 100. Impedâncias modais para ressonâncias série (5 AGs, Parque CA, TUPF). 130
Figura 101. Espectros das correntes na barra de cada um dos aerogeradores. 132
Figura 102. Espectro da corrente injetada pelo parque Cerro Chato I, com 15, 10 e 5 AGs no PAC e espectro da tensão de fase do conversor TUPF. 133
Figura 103. Espectro da corrente injetada pelo parque Cruz Alta, com 20, 15, 10 e 5 AGs no PAC e espectro da tensão de fase do conversor TUPF. 134
Figura 104. Espectro da tensão na no PAC em Cerro Chato I operando com 15, 10 e 5 AGs e espectro da tensão de fase do conversor TUPF. 135
Figura 105. Espectro da tensão na no PAC em Cruz Alta operando com 20, 15, 10 e 5 AGs e espectro da tensão de fase do conversor TUPF. 135
Figura 106. Comparação impedâncias equivalentes: (a) nos terminais de MT do próprio aerogerador (b) após inserção de cabos de MT. 137
Figura 107. Diagrama esquemático simplificado da estrutura dos inversores Semikron [187]. 158
Figura 108. Diagrama mecânico para montagem dos componentes do protótipo em painel. 158

Figura 109. Excerto do diagrama elétrico do protótipo do conversor TUPF: conversores Semikron, indutores e transformadores de pré-carga. 159
Figura 110. Excerto do diagrama elétrico do protótipo do conversor TUPF: transformador de três enrolamentos, medições de tensão e medições de corrente. 160
Figura 111. Excerto do diagrama elétrico do protótipo do conversor TUPF: circuito de comando.....161
Figura 112. Fotografia do protótipo de 30 kVA do conversor TUPF. 162
Figura 113. Circuito equivalente por fase do transformador de 3 enrolamentos. 163
Figura 114. Controlador digital do protótipo: (a) processador digital de sinais (b) medições de tensão (c) medições de corrente (d) Rack. 163
Figura 115. Placa de desenvolvimento DE10-Lite (terASIC/Altera).....164
Figura 116. Medições de tensão (CH3) e corrente (CH4) nominais e sinais correspondentes obtidos via conversão DAC (CH1: tensão, CH2: corrente).....165
Figura 117. Diagrama esquemático da montagem para testes em malha aberta com o painel. 165
Figura 118. Fotografia da montagem empregada nos testes do protótipo em malha aberta. 166
Figura 119. (a) Tensões da fase A para o negativo do barramento (b) tensões de linha. 167
Figura 120. (a) Correntes na carga e tensão em uma das fases (CH1). (b) Corrente e tensão na carga (CH4 e CH1, respectivamente) e correntes nos secundários (CH2 e CH3).....167
Figura 121. (a) Corrente no secundário Δ e sua FFT (b) Corrente na carga e sua FFT. 168

LISTA DE TABELAS

Tabela 1. Limites globais inferiores de tensão em porcentagem da tensão fundamental para instalações conectadas a redes de tensão nominal até 69 kV. 38
Tabela 2. Frequências de ressonância 44
Tabela 3. Dados dos cabos de média tensão utilizados nos parques Cerro Chato I e Cruz Alta. 48
Tabela 4. Parâmetros dos transformadores. 50
Tabela 5. Parâmetros das linhas de transmissão....51
Tabela 6. Características de curto-circuito trifásico das barras da rede básica. 53
Tabela 7. Autovalores críticos e números de condição para o sistema de 4 AGs utilizando os grafos tipo a e tipo b....68
Tabela 8. Frequências e magnitude das ressonâncias série e paralela para o caso-exemplo....69
Tabela 9. Dados gerais dos parques Cerro Chato I e Cruz Alta. 70
Tabela 10. Dados dos conversores 2L-VSC instalados nos parques Cerro Chato I e Cruz Alta....71
Tabela 11. Ordem harmônica das 3 primeiras ressonâncias e fatores de amplificação....73
Tabela 12. Modos críticos e frequências das ressonâncias modais. 75
Tabela 13. Fatores de participação das barras do parque Cerro Chato I (15 AGs). 79
Tabela 14. Fatores de participação das barras do parque Cruz Alta (20 AGs)....79
Tabela 15. THD da corrente total injetada pelos parques eólicos na barra de média tensão. 82
Tabela 16. THD da tensão no PAC devido à injeção de corrente pelos parques eólicos. 85
Tabela 17. Corrente máxima por enrolamento do transformador e fator K. 104
Tabela 18. Dados do conversor TUPF simulado....105
Tabela 19. Parâmetros dos controladores de corrente e tensão CC....106
Tabela 20. Perdas e elevações de temperatura nos dispositivos dos conversores TUPF e 2L-VSC 109
Tabela 21. Distorção harmônica total de corrente na rede para os conversores TUPF e 2L-VSC....111
Tabela 22. Dados do protótipo do conversor TUPF....112
Tabela 23. Amplitudes das componentes harmônicas e THD de corrente na rede. 117
Tabela 24. Ordem harmônica da 1ª, 2ª e 3ª ressonâncias e fatores de amplificação. 125
Tabela 25. Modos críticos e frequências das ressonâncias modais. 127
Tabela 26. Fatores de participação das barras do parque Cerro Chato I (15 AGs). 130
Tabela 27. Fatores de participação das barras do parque Cruz Alta (20 AGs)....131
Tabela 28. THD da corrente total injetada pelos parques eólicos na barra de média tensão. 133
Tabela 29. THD da tensão no PAC devido à injeção de corrente pelos parques eólicos. 136
Tabela 30. Dados do protótipo em escala reduzida do conversor TUPF. 157
Tabela 31. Parâmetros do transformador do protótipo. 162
Tabela 32. Componentes harmônicas de corrente em porcentagem da fundamental na carga. 168

LISTA DE ABREVIATURAS

2L-VSC	Two-level Voltage Source Converter
3L-NPC	Three-level Neutral Point Clamped
3L-HB	Three-level H-Bridge
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
AG	Aerogerador
AT	Alta tensão
BT	Baixa tensão
CA	Cruz Alta
CCHI	Cerro Chato I
DFIG	Doubly-Fed Induction Generator
DTHT	Distorção de Tensão Harmônica Total
FPGA	Field Programmable Gate Array
GSC	Grid Side Converter
HIL	Hardware-in-the-loop
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MFD	Mirror Frequency Decoupled
MT	Média tensão
MPPT	Maximum Power Point Tracking
ONS	Operador Nacional do Sistema
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PCS	Power Conditioning System
PLL	Phase-Locked Loop
PMSG	Permanent Magnet Synchronous Generator
PST	Phase-Shifting Transformers
PTW	Power*Tools for Windows
PEBB	Power Electronics Building Block
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SHE-PWM	Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation
SIN	Sistema Interligado Nacional
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
SSC	Stator Side Converter
STATCOM	Static Synchronous Compensator
TC	Transformador de Corrente

TDD	Total Demand Distortion
THD	Total Harmonic Distortion
TP	Transformador de Potencial
TUPF	True Unity Power Factor
VOC	Voltage Oriented Control
VSC	Voltage Source Converter
WRSG	Wound-Rotor Synchronous Generator
WT	Wind Turbine
WTS	Wind Turbine Systems

LISTA DE SÍMBOLOS

A_z	Matriz de conversão do domínio dq para o dq modificado
B	Susceptância
C	Capacitânica
C_{dc}	Capacitância total do barramento c.c.
F_{amp}	Fator de amplificação
F_{at}	Fator de atenuação
f_s	Frequência de chaveamento
$G_c(s)$	Matriz de controle
$G_{del}(s)$	Matriz de atrasos
h	Ordem harmônica
$I_{\alpha,\beta}$	Componentes de corrente em referencial estacionário
I_{dq}	Componentes de corrente em referencial síncrono
I_g	Correntes de rede
I_h	Correntes harmônicas
I_R	Corrente nominal
$k_{0,1,2}$	Coeficientes da curva empírica de distorção harmônica por n ° de AGs
$K_{P,I}$	Ganho proporcional, integral
L_g	Indutâncias de conexão à rede
M	Índice de modulação
N_{AG}	Número de aerogeradores em operação
R	Resistência
s	Operador de Laplace
T(s)	Matriz de ganho em malha aberta
V_1	Amplitude da tensão fundamental
V_{dc}	Tensão do barramento contínuo
V_{dq}	Componentes de tensão em referencial síncrono
V_g	Tensões de rede
V_h	Amplitude da tensão harmônica de ordem h
X	Reatância
Y	Admitância
Y_{bus}	Matriz de admitâncias de barra
Y_{cl}	Admitância equivalente de malha fechada
Y_{dq}	Admitância no referencial síncrono dq
$Y_p(s)$	Matriz de admitâncias da planta

Y_{pn}	Admitância no domínio de sequência
Z_{eq}	Impedância equivalente do parque
Z_{cabos}	Impedância dos cabos
Z_{loop}	Matriz de impedâncias de malha
Z_N	Impedância de Norton
Z_S	Impedância equivalente da rede no ponto de acoplamento
Z_{TH}	Impedância equivalente de Thévenin
α_i	Ângulo de comutação i
θ	Ângulo de sincronismo com a rede
Λ	Matriz diagonal de autovalores
ω	Frequência angular da rede
$\omega_{1,2}$	Frequências dos polos de rigidez dinâmica
ω_{max}	Frequências máxima

1. INTRODUÇÃO

A utilização de conversores estáticos de potência na indústria é comum há vários anos, tendo se popularizado juntamente com a evolução de dispositivos semicondutores totalmente controláveis e cada vez mais eficientes. Com o aumento no número de cargas não lineares, com destaque para os conversores estáticos, surgiram os problemas relacionados às suas correntes de entrada não senoidais de elevado conteúdo harmônico, as quais provocam tensões distorcidas, mau-funcionamento de equipamentos conectados à mesma rede, aumento nas perdas e outros problemas [1]. Isto levou ao amplo estudo de diferentes topologias de filtros passivos para a mitigação das principais componentes harmônicas de corrente, seu projeto, métodos de amortecimento e demais aspectos construtivos [2]–[8]. Tipicamente, o problema é tratado internamente ao equipamento, sendo que o projeto de cada conversor busca atender individualmente requisitos de emissão de harmônicos de normas e recomendações técnicas, tais como IEEE 519 e IEEE 1547, supondo uma determinada potência de curto circuito no ponto de conexão [9], [10]. Em algumas situações, no entanto, esta abordagem é insuficiente, pois em geral não leva em consideração alguns fatores como: 1) a presença de distorções na tensão da rede no ponto de acoplamento comum (PAC), o que pode ocorrer, por exemplo, quando o número de cargas não lineares alimentadas por um mesmo transformador é elevado [11], 2) as variações características da impedância na linha de alimentação e o chaveamento de bancos de capacitores, o que pode levar à ocorrência de ressonância [12].

Os problemas relacionados à redução de distorções harmônicas de corrente tornam-se mais graves à medida em que as potências envolvidas aumentam, já que o volume e custo dos filtros, passivos ou ativos, também cresce, ao passo que a eficiência global da solução se reduz [13]. Isto é de especial interesse em sistemas de geração de energia, os quais idealmente devem suprir à rede correntes idealmente senoidais [14], com a máxima eficiência possível [15]. Estes e outros requisitos de qualidade de energia, relativamente previsíveis na geração centralizada e unidirecional de usinas convencionais [16], tornam-se um desafio quando aplicadas à geração elétrica a partir de outras fontes de energia, como eólica, solar fotovoltaica ou células de combustível, em que é necessária a utilização de conversores estáticos de potência para adequação das características da tensão gerada àquelas típicas do sistema elétrico [17]. De maneira semelhante, estes problemas também são significativos em sistemas de carregamento de baterias, como por exemplo os associados à operação de veículos elétricos ou microrredes [18]–[20].

No âmbito das aplicações de geração de energia a partir de fontes renováveis, a estimação *a priori* das componentes harmônicas geradas pelos conversores conectados à rede é dificultada por vários fatores, como a falta de informação sobre os componentes do sistema elétrico e do parque [21]. A metodologia adotada pelo Operador Nacional do Sistema (ONS) para a realização de estudos de

distorção harmônica em parques eólicos, o Lugar Geométrico das Impedâncias, modela os aerogeradores individualmente como fontes de correntes harmônicas constantes [22], assim como a norma IEC para avaliação de qualidade de energia em parques eólicos [23]. No entanto, há diversos fatores que podem ocasionar mudanças na emissão de correntes harmônicas, como a proximidade do sistema a uma condição de ressonância ou altos níveis de distorção de tensão [24] ou as dinâmicas de controle dos conversores [25]. A variação da distorção harmônica em função da razão de curto-circuito no ponto de conexão com a rede, a qual varia ao longo do tempo de acordo com a configuração do sistema, também tem influência sobre a atenuação do filtro passivo de saída e faz variar a distorção harmônica total de um parque [26]. Em [27] é descrito o fenômeno da saturação na distorção harmônica total em função do número de sistemas de carga de baterias operando em uma mesma instalação, com compensação parcial de algumas das componentes harmônicas de corrente devido a diferenças de fase entre elas. Por outro lado, também é relatada a observação de distorções harmônicas totais em um parque gerador acima dos limites estabelecidos em norma, mesmo quando as células geradoras individuais atendem aos requisitos [28]. Além disso, sabe-se que devido à natureza intermitente da operação das fontes renováveis, como eólica e solar, o número de unidades geradoras em um mesmo ponto do sistema varia ao longo do tempo, o que também faz variar a impedância equivalente vista pelas fontes de harmônicos [29].

Outro fenômeno que altera significativamente o perfil harmônico de correntes em sistemas compostos por diversos conversores estáticos operando em conjunto, que tem sido exaustivamente citado na operação de parques eólicos e fotovoltaicos [28], [30]–[32], é a ocorrência de ressonância série e paralela entre conversores ligados ao mesmo barramento, o que pode provocar o não atendimento dos limites exigidos por norma como a desconexão e indisponibilidade da central geradora [33]. As causas da ressonância podem ser diversas, como a própria variação na impedância da rede, ou variações paramétricas em componentes passivos e/ou nas malhas de controle dos conversores, incluídas estratégias de amortecimento ativo de filtros [34]. Outras possibilidades incluem perturbações introduzidas por estratégias de sincronismo [35] e a possibilidade de emissão significativa de harmônicos não-característicos por alguns conversores [36].

Os fatores de incerteza mencionados acima podem levar tanto ao sub quanto ao sobredimesionameto de compensadores ou filtros necessários à observância de normas relativas à qualidade da energia, o que gera atrasos e custos em empreendimentos. A título de ilustração, cita-se o caso de um parque eólico instalado na região sul do Brasil, Cerro Chato I, o qual, apesar de estar comissionado desde 2011, teve sua operação comercial liberada pela ANEEL apenas em 2014 [37]. Dentre outros motivos, o atraso pode ser atribuído aos níveis totais de distorção harmônica na tensão da rede superior aos níveis permitidos pelos Procedimentos de Rede. Como solução deste problema, filtros ativos fabricados por uma empresa estrangeira foram comprados [38] e instalados em paralelo com cada aerogerador do parque, impondo custos adicionais tanto para a aquisição de equipamentos sofisticados

como com a indisponibilidade de energia, uma vez que nem todas as turbinas podiam operar ao mesmo tempo para que o parque pudesse permanecer conectado ao sistema. Além do custo extra, os filtros ativos apresentados como solução para este problema são equipamentos normalmente de uso industrial para compensação de cargas não lineares, de baixa capacidade de corrente (até 150A) e tempo de resposta limitado a 40 ms [39], características adequadas a cargas e processos conhecidos, de amplitude bem definida e relativamente estável. A adequação do uso destes equipamentos em conjunto com unidades geradoras de alta potência (2 MW) com complexas características dinâmicas de emissão de harmônicos é algo a ser cuidadosamente estudado. Foram relatadas dificuldades no uso de técnicas convencionais de detecção de harmônicos devido às interações entre os filtros ativos e o conversor de saída do aerogerador, principalmente as realizadas no domínio da frequência, que não compensam distorções não-periódicas e não respondem a variações rápidas nas amplitudes das componentes, ambas condições típicas em parques eólicos [40]. Além de esta solução não eliminar a possibilidade de ocorrência de ressonâncias, dependendo das técnicas de controle empregadas no filtro ativo o mesmo tem seu desempenho afetado pelas flutuações de frequência fundamental da rede, pelas variações de impedância no ponto de conexão e pela variação na distribuição de correntes entre o filtro ativo e ramos passivos possivelmente existentes [41]. E uma vez que a compensação de harmônicos pelos filtros ativos é efetiva apenas na barra próxima à sua instalação [42] é necessário combinar esta solução aos filtros passivos (filtros híbridos de potência) e instalar estes equipamentos em diversos pontos do parque gerador, a fim de obter uma solução satisfatória [43].

Apesar de a tecnologia de conversores estáticos de potência ser madura, pode-se argumentar que diversos destes problemas de operação observados nestas aplicações têm origem no fato de que o projeto de filtros, amortecimento e ganhos de controle em equipamentos comerciais é geralmente feito considerando-se a operação de um único conversor [44] e sem conhecimento prévio das características do sistema elétrico no ponto de conexão.

Com as perspectivas de que a penetração de sistemas de geração renovável no sistema elétrico seja cada vez maior e em vista da quantidade de problemas associados à sua operação, propõe-se o estudo da aplicação de uma topologia de conversor de fator de potência unitário para geração eólica, que atende aos requisitos de qualidade de energia e melhora as características de ressonância nos parques. A topologia sugerida não utiliza capacitores no estágio de saída, eliminando assim um elemento de contribuição para a ocorrência de ressonâncias e perdas associadas a seu amortecimento. Não obstante, não há injeção de correntes harmônicas abaixo da 50ª ordem no sistema elétrico, ou seja, na faixa de frequências regulamentada pelos procedimentos de rede e outras normas internacionais. Os algoritmos de controle e modulação necessários para este modo de operação, bem como alguns detalhes construtivos, serão definidos e o desempenho do conversor avaliado em termos de distorção harmônica de corrente e tensão no ponto de acoplamento. Seu projeto e características di-

nâmicas serão validados experimentalmente. Estudos de análise harmônica serão realizados utilizando-se dados de parques eólicos reais e modelos de conversores estáticos desenvolvidos para este fim. Uma comparação com a solução comercial que utiliza conversores de dois níveis convencionais em conjunto com filtros ativos paralelos ou híbridos será realizada, identificando o impacto de cada topologia de sistema de condicionamento de potência sobre as frequências de ressonância série e paralela e sua amplificação. Com isto, pretende-se explicitar as vantagens da utilização desta topologia de conversores na conexão de geradores eólicos à rede elétrica, no contexto do sistema elétrico brasileiro.

1.1 Objetivos

1.1.1 Objetivos gerais

Propor e validar uma solução para os problemas de ressonância e distorção harmônica em parques eólicos baseada em uma topologia capaz de operar com o fator de potência verdadeiramente unitário, TUPF, que combina a modulação por largura de pulso com eliminação seletiva de harmônicos, do inglês *Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation* (SHE-PWM), com a estrutura típica de um retificador 12 pulsos. Modelar conversores estáticos e suas dinâmicas de controle de corrente para uso com *softwares* de análise harmônica em sistemas elétricos de potência (SEP) e integrá-los a simulações para a identificação de ressonâncias do tipo série e paralela em parques eólicos, estabelecendo-se o impacto das propriedades de cada conversor sobre as características de ressonância.

1.1.2 Objetivos específicos

- Consolidar a topologia TUPF, descrevendo em detalhes seu projeto e implementação, incluindo sistemas de medição, malhas e ganhos de controle, método de modulação, transformador de saída e demais componentes.
- Investigar o conversor TUPF em termos de emissão de harmônicos, eficiência e outros requisitos de qualidade de energia estabelecidos em normas e procedimentos de rede. Modelar parques eólicos reais e comparar as características de resposta em frequência dos mesmos com a utilização de conversores TUPF e convencionais.
- Desenvolver um protótipo de 30 kW de potência do conversor TUPF e testá-lo em laboratório em condições que se aproximem tanto quanto possível daquelas observadas em parques eólicos, com a presença de tensões de rede distorcidas e desbalanceadas e flutuações de potência de saída, dentre outras.

- Comprovar, com resultados de simulação e experimentais, a capacidade de eliminação de harmônicas até a 50ª ordem sem a utilização de capacitores de filtro de saída neste conversor, em condições de regime permanente e de distúrbios de tensão.
- Estudar que características de implementação afetam o desempenho da modulação SHE-PWM
- Definir uma estratégia para o controle do conversor e avaliar a adequação do método de sincronismo com a rede selecionado.
- Quantificar os impactos negativos da circulação de correntes harmônicas de alta amplitude entre os inversores e o transformador e determinar o valor de impedância série necessário para sua minimização.
- Definir um modelo adequado de conversores estáticos de potência, que inclua suas características dinâmicas de controle, para utilização em programas de análise de Sistemas Elétricos de Potência (SEP).

1.2 Proposta de trabalho

O objeto de estudo deste trabalho é um conversor TUPF aplicado à geração eólica, com estrutura tal como representada no diagrama da Figura 1. O sistema consiste em um conversor *back-to-back* de potência plena para a conexão de um gerador síncrono a ímãs permanentes à rede elétrica, arranjo conhecido como turbina eólica tipo 4 [45], tendo o conversor TUPF como o conversor do lado da rede, o *Grid Side Converter* (GSC). Este é formado por dois conversores trifásicos de 6 pulsos, 2 níveis, com barramentos conectados em paralelo, ligados a um transformador de dois secundários de baixa tensão, Y-Δ, com primário de média tensão em Δ. O controle é feito por um sistema microprocessado associado a um modulador implementado em *Field Programmable Gate Array* (FPGA). O GSC controla a tensão do barramento contínuo unificado e o fator de potência no ponto de conexão com a rede, via controle em cascata com as correntes de eixo d e q. Já o conversor do lado do gerador, *Stator Side Converter* (SSC), cuja operação não é foco deste trabalho, é considerado como um conversor de 6 pulsos convencional, controlando a velocidade e conjugado do gerador, via controle em cascata de suas correntes de eixo dq. A escolha desta estrutura de SSC é devida à sua simplicidade e relativa facilidade de controle, além de seu uso em conversores convencionais atualmente empregados nos parques eólicos estudados neste trabalho, cujas características de projeto são conhecidas.

O GSC foi simulado operando com modulação SHE-PWM de 9 ângulos, de forma a permitir o controle da corrente fundamental e a eliminação de 8 componentes harmônicas: 11ª, 13ª, 23ª, 25ª, 35ª, 37ª, 47ª e 49ª. As demais 8 componentes harmônicas características (5ª, 7ª, 17ª, 19ª, 29ª, 31ª, 41ª, 43ª) são canceladas pelo transformador de três enrolamentos. O controle é realizado em referencial síncrono dq, com controle de potência ativa e reativa em malha aberta. Os componentes do conversor

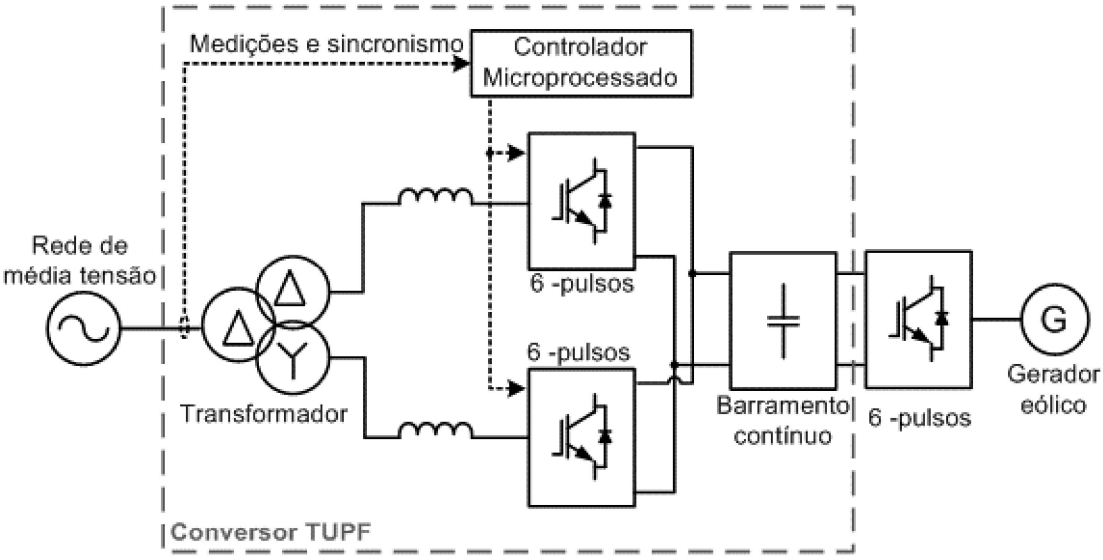


Figura 1. Diagrama esquemático do conversor TUPF para aplicação em geração eólica.

foram, na medida do possível, modelados de forma não-ideal, em especial o transformador e dispositivos semicondutores.

As medições de corrente e tensão são feitas no lado de média tensão, com o objetivo de obter sinais com menor distorção harmônica e simplificar o processo de condicionamento dos mesmos. Dado que estes sinais estarão essencialmente livres de harmônicos de alta frequência, medidores convencionais para 60 Hz do tipo transformador de potencial (TP) e transformador de corrente (TC) podem ser utilizados. Os atrasos e variações paramétricas nos algoritmos de controle e sincronismo com a rede sobre os harmônicos foram considerados.

O desempenho do conversor em termos de emissão de harmônicos foi avaliado em condições de regime permanente, para diversas situações de corrente de curto-circuito e potência de operação. Nesta etapa foi verificado o impacto das indutâncias de saída do conversor e das indutâncias de dispersão do transformador e critérios para seu projeto definidos. A retomada da característica de eliminação de harmônicos após a ocorrência de transitórios na rede também foi averiguada. Foram desenvolvidos modelos dos conversores, considerando as malhas de controle de corrente, usados em conjunto com modelos de parques eólicos reais para avaliar o impacto de cada topologia de conversor sobre as frequências de ressonância e sua amplificação, utilizando-se a técnica de análise modal.

Todos os resultados de simulação do conversor TUPF são comparados aos de um conversor convencional para geração eólica associado a um filtro ativo comercialmente disponível, com estrutura e controle convencionais, para aferição das vantagens do conversor TUPF frente a esta abordagem, hoje já utilizada em aplicações reais.

O projeto do controlador foi validado utilizando-se um emulador em tempo real de circuitos de eletrônica de potência do tipo *Hardware-in-the-loop* (HIL). Um protótipo do conversor TUPF

de pequena escala para testes em laboratório foi construído e alguns dos testes descritos anteriormente para o ambiente de simulação reproduzidos experimentalmente. Emissões de harmônicos e perdas no sistema foram estimadas por meio de simulação. Nesta etapa podem ser feitos ajustes nos ganhos dos controladores, na implementação do modulador SHE-PWM em um processador digital de sinais, *Digital Signal Processor* (DSP) ou no projeto dos componentes passivos, conforme isto se mostre necessário para o atendimento dos objetivos do trabalho.

1.3 Contribuições

As principais contribuições científicas e tecnológicas deste trabalho são listadas a seguir:

- Proposta de uma solução para a redução de ocorrências de excitação de ressonância em parques eólicos baseada na supressão de emissões harmônicas de corrente abaixo da 50ª ordem, com uma topologia que melhora as características de impedância de parques eólicos.
- Aplicação da metodologia de análise modal para a identificação de ressonâncias série, utilizando teoria de grafos e impedâncias de *loop*.
- Descrição detalhada e modelagem do controle do conversor TUPF considerando-se as características do controlador de corrente, evidenciando como ele pode ser prontamente derivado do convencional 2L-VSC (do inglês, *Two-Level Voltage Source Converter*) para aplicações de alta potência, nas quais pontes paralelas já estão em uso.
- Aplicação da metodologia de modelagem a parques eólicos reais e verificação das vantagens em se substituir os conversores convencionais 2L-VSC por conversores TUPF neste tipo de aplicação.
- Determinação de um modelo RLCr de conversor estático com suas características de controle adequado à utilização em programas de estudos típicos de SEP.
- Implementação experimental do conversor TUPF e realização de testes de laboratório para consolidação da topologia e comprovação de seu desempenho como fonte de corrente senoidal para a conexão de aerogeradores à rede elétrica, sem prejuízo à qualidade da energia.

1.4 Organização do texto

Este texto é divido em seis capítulos, cujo conteúdo é descrito brevemente a seguir.

O Capítulo 1 apresenta as motivações e relevância deste trabalho, seus principais objetivos e as principais contribuições esperadas.

O Capítulo 2 identifica os principais aspectos da geração eólica no Brasil e no mundo, com foco nas topologias empregadas e métodos de redução de emissão de harmônicos pelos conversores, apresentando também o problema da excitação de ressonâncias em parques eólicos e soluções atualmente propostas.

O Capítulo 3 descreve as técnicas de modelagem empregadas neste trabalho, sendo sua aplicação ilustrada em um estudo de caso, considerando-se conversores e características de parques eólicos reais instalados no sul do Brasil, onde problemas com distorções harmônicas foram relatados.

No Capítulo 4 o conversor TUPF é detalhado, sendo descritas as malhas de controle, ajuste de ganhos, implementação do modulador SHE-PWM e outras características construtivas. Um protótipo em pequena escala é especificado e resultados experimentais e de simulação são apresentados com o objetivo de se comprovar o funcionamento desejado do conversor.

No Capítulo 5 o estudo de caso apresentado no Capítulo 3 é refeito considerando-se a substituição dos conversores convencionais por TUPF e o impacto desta topologia sobre as características de ressonância dos parques é constatado.

Por fim, no Capítulo 6, as principais conclusões e contribuições deste trabalho são sumarizadas, sendo listadas também possibilidades para investigações futuras.

2. CONVERSORES DE POTÊNCIA E QUALIDADE DE ENERGIA EM GERAÇÃO EÓLICA

A geração de energia eólica no Brasil tem sido caracterizada pelo custo decrescente do MWh [46] e pela crescente participação na matriz energética. Atualmente, centrais que utilizam a energia cinética dos ventos como fonte primária correspondem a 9% da potência instalada no Brasil (Figura 2), sendo este o terceiro recurso natural mais utilizado para a geração de energia elétrica no país [47]. Com 349 parques eólicos e 4360 turbinas instaladas, distribuídas principalmente ao longo do litoral, o Brasil figura como o sétimo país com maior capacidade de geração eólica no mundo, responsável por 3% do total [48].

O setor tem experimentado um crescimento exponencial nos últimos dez anos, como ilustrado pela Figura 3. A expectativa é que até 2020 a potência eólica instalada ultrapasse 18 GW, ou cerca de 12% da matriz atual, dados os leilões realizados até o momento [49]. Outro aspecto importante a ser observado é o fator de capacidade médio da geração eólica injetada no Sistema Interligado Nacional (SIN). Apesar de ainda baixo em relação às usinas baseadas em outras fontes primárias, a razão entre a potência gerada e a potência instalada tem alcançado valores superiores às médias históricas (Figura 4) e em 2015, 3,5% da energia demandada no país foi suprida pela geração eólica [50].

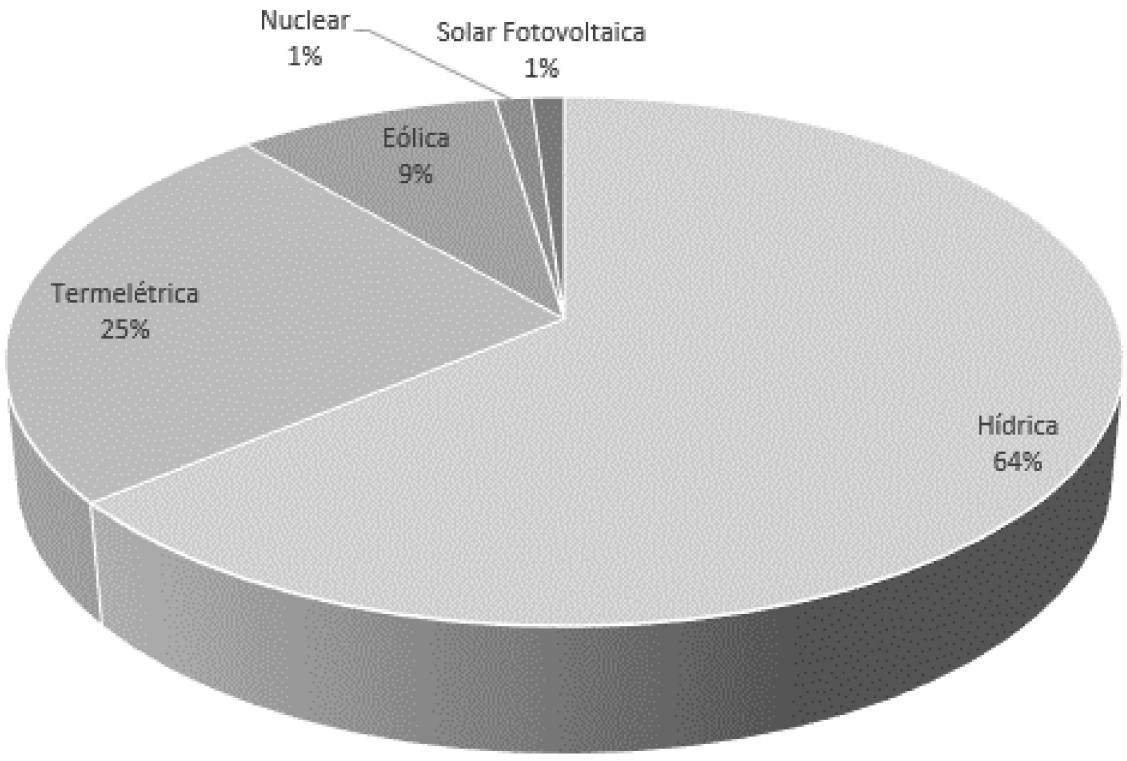


Figura 2. Participação das diversas fontes primárias de energia na matriz elétrica brasileira.

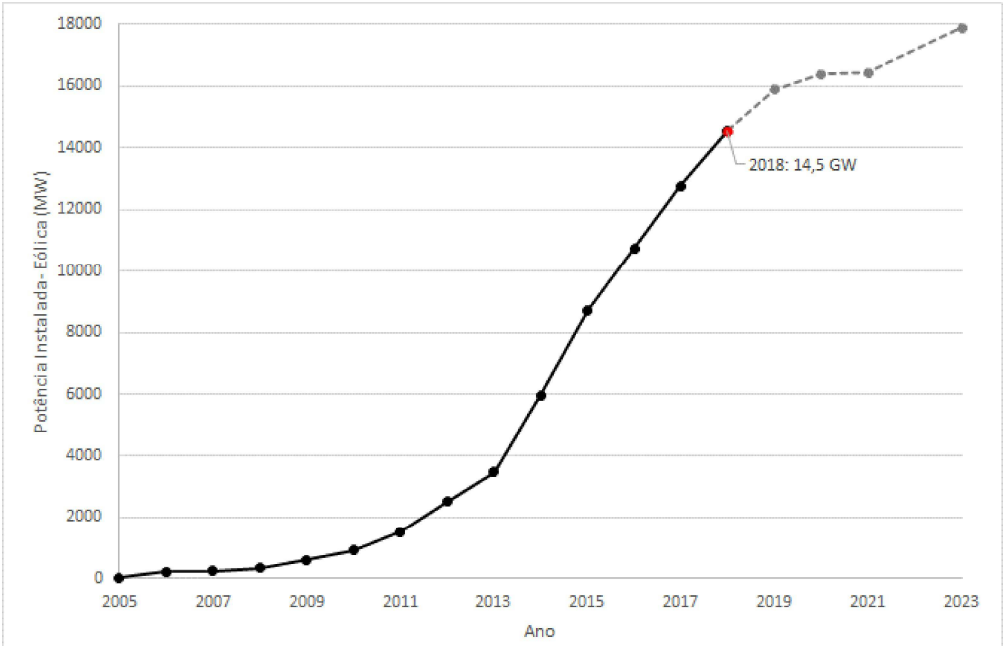


Figura 3. Potência de geração eólica instalada em MW e previsão para 2020.

Todos estes fatores, aliados ao potencial eólico em terra no país estimado em 400 GW [50], evidenciam a tendência de crescente penetração deste tipo de geração no sistema elétrico brasileiro. Também importante é o estudo da ocorrência de ressonância em parques eólicos, um problema bem conhecido que pode levar a distorções de tensão excessivas, instabilidade nos sistemas de controle e desconexão da rede [51]. Geralmente há múltiplas ressonâncias série e paralelas, dependentes da impedância equivalente no PAC, das características de transformadores, bancos de capacitores e cabos de média tensão, da presença e estrutura de filtros passivos de harmônicos e da topologia e estratégia de controle de conversores de potência [51]–[53].

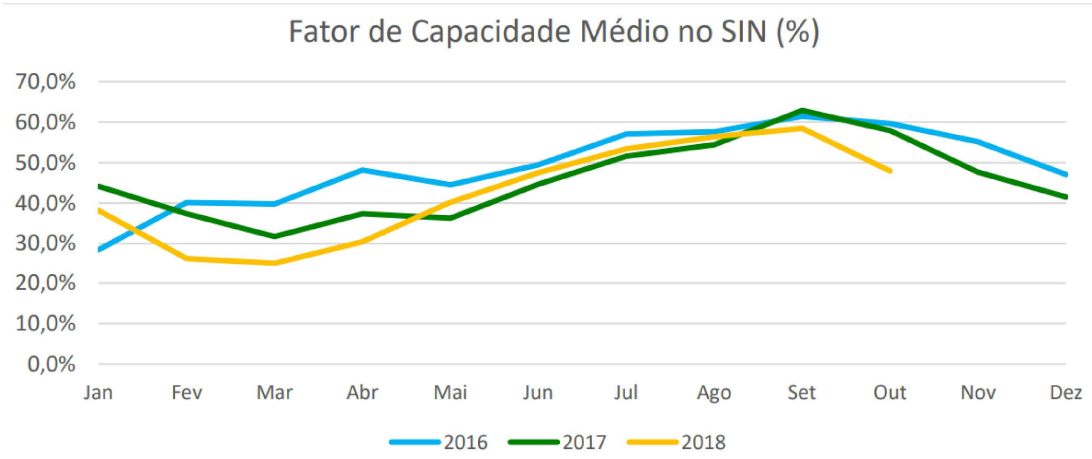


Figura 4. Fator de capacidade médio de usinas eólicas conectadas ao SIN nos últimos três anos.

O número de turbinas eólicas e sua interconexão dentro do parque também afetam as frequências de ressonância resultantes e sua amplificação relativa [54], [55]. Conversores do tipo fonte de tensão (VSC) controlados como fontes de corrente conectadas à rede têm impacto tanto na impedância equivalente do sistema quanto na excitação das ressonâncias, devido à distorção harmônica típica em suas correntes de saída [56].

Muitos dos estudos relacionados ao tema abordam a modelagem de componentes e a predição analítica das frequências de ressonância, com variados graus de detalhamento, tal como a influência dos métodos de sincronismo nos modelos dos conversores [57]. Soluções, quando propostas, são baseadas em técnicas de controle específicas, por exemplo utilizando controladores proporcional-derivativos [58], cujo desempenho é fortemente dependente da correta e precisa modelagem do sistema elétrico e do conversor. Embora o surgimento de pontos de ressonância na curva de resposta em frequência do sistema seja inevitável, é possível melhorar o perfil de emissão harmônica dos conversores de saída, de forma a não excitarem tais ressonâncias. O escopo deste trabalho envolve a compreensão do impacto da topologia do conversor, seu controle e o número de conversores operando simultaneamente sobre as características de ressonância de um parque eólico.

2.1 Topologias de turbinas para geração eólica

Tomando-se como base o jargão comumente utilizado no Brasil, define-se neste trabalho o termo aerogerador (AG) para designar o conjunto de componentes mecânicos e elétricos destinados à extração de energia cinética do vento, sua conversão em energia elétrica e a adequação da mesma aos padrões requeridos para a injeção no sistema elétrico. Na literatura em língua inglesa, estes sistemas são conhecidos como *wind turbine systems* (WTS) ou simplesmente *wind turbines* (WT). A classificação dos aerogeradores é geralmente estabelecida em termos do tipo de gerador utilizado na conversão eletromecânica da energia e dos conversores estáticos de potência utilizados em sua integração à rede.

Em dezembro de 2018 a capacidade instalada de geração eólica superou pela primeira vez a da usina hidrelétrica de Itaipu [59], com 100% das usinas brasileiras localizadas em terra (*onshore*), sendo que no mundo este percentual é de 97% [60]. Isto pode ser justificado pelo fato de não haver corroboração para a suposição popular de que instalações em alto-mar (*offshore*) geram mais energia por kW instalado [61] e pelo custo mais elevado do kWh neste tipo de usina [62]. Se forem considerados os custos de manutenção e operação e de retorno do investimento financeiro, o custo do kWh em uma usina eólica *offshore* pode chegar a ser mais de 2,8 vezes superior ao de uma usina *onshore* [63]. As turbinas e parques eólicos considerados neste trabalho são deste último tipo. A Figura 5 apresenta os principais componentes de um típico aerogerador instalado em terra.

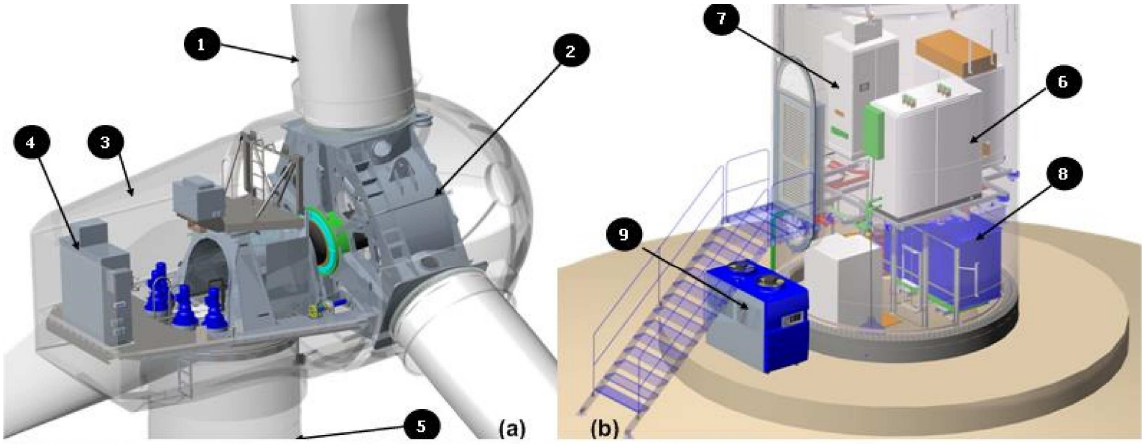


Figura 5. Estrutura básica de um aerogerador *onshore* [64]: (a) Nacele (b) Base.

Em relação ao tipo de turbina, em anos recentes observou-se o abandono de sistemas caracterizados por turbinas de velocidade fixa controladas por *stall* com geradores assíncronos e conexão direta à rede em projetos de maior potência [65]. Projetos mais modernos favorecem o uso de máquinas síncronas sem o uso de engrenagens, com retificadores controlados, barramentos contínuos e inversores auto comutados [66]. Não obstante, os Geradores de Indução Duplamente Alimentados (DFIG), ao permitirem faixas de variação de velocidade similares e com conversores eletrônicos consideravelmente menores, permaneceram interessantes por serem extremamente simples para unidades de geração à velocidade variável, apesar de manterem as caixas de transmissão. Os tipos mais prevalentes de aerogeradores utilizados no Brasil hoje são os baseados em geradores assíncronos, totalizando 72%, de acordo com o gráfico da Figura 6 [67].

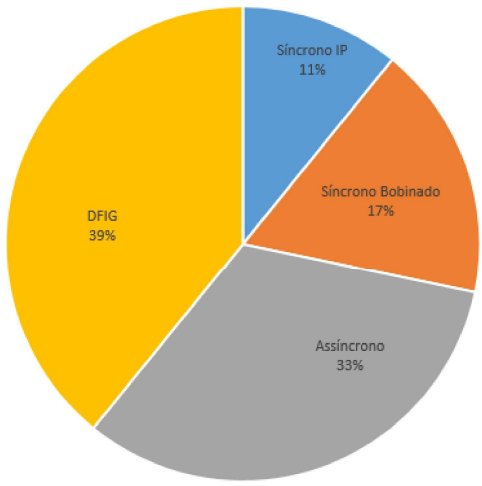


Figura 6. Distribuição dos tipos de gerador utilizados em turbinas eólicas instaladas no Brasil.

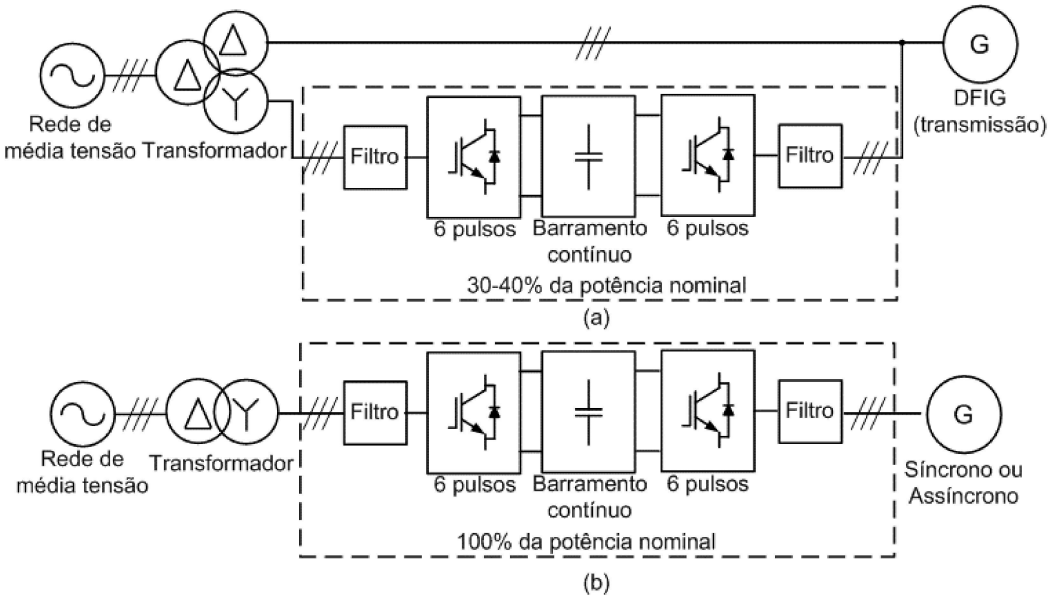


Figura 7. Aerogeradores mais prevalentes no mercado: (a) tipo 3 e (b) tipo 4.

No entanto, em relação ao tipo de conversor necessário, distingue-se o Gerador de Indução Duplamente Alimentado (DFIG) dos demais, pois o estator é diretamente ligado à rede e as tensões de rotor são controladas utilizando um conversor *back-to-back* de potência reduzida. Os geradores síncronos, de rotor bobinado ou a ímãs permanentes, e geradores assíncronos convencionais, utilizam um conversor *back-to-back* de potência plena [68]. Mundialmente, estima-se que 50% das turbinas usem DFIG e 38,6% usem geradores síncronos a ímãs permanentes (PMSG) [69]. A Figura 7 ilustra as topologias básicas dos conversores desses aerogeradores, ambas de velocidade de operação variável, frequentemente denominadas sistemas de geração eólica tipo 3 e tipo 4 [45]. Os tipos conhecidos como 1 e 2 são arranjos a velocidade fixa, precursores da geração eólica, mas atualmente não mais utilizados em novos projetos.

Embora aerogeradores do tipo 3 correspondam à maior parcela de turbinas em operação hoje no Brasil e no mundo, as topologias baseadas em conversor de plena potência (tipo 4), tanto baseadas em geradores síncronos de rotor bobinado (do inglês, *Wound-Rotor Synchronous Generator*, WRSG) quanto em geradores síncronos a ímãs permanentes (do inglês, *Permanent Magnet Synchronous Generator* PMSG), estão se tornando a escolha preferencial dos fabricantes nas faixas de potência que dominam as vendas no mercado [15]. As principais vantagens citadas para justificar este avanço são o desacoplamento total entre gerador e rede, a não contribuição do aerogerador às correntes de falta devido às proteções do inversor, eliminação ou redução da caixa de transmissão, possibilidade de operação em *stand-by* ou em ilhamento e a suportabilidade a afundamentos de tensão, com possibilidade de suporte à rede via compensação de reativos. Também nesse caso o aerogerador pode funcionar

como uma unidade de geração completamente controlável e mais fácil de se integrar ao sistema elétrico.

Estas características compensariam as principais desvantagens do conversor de plena potência, que são a necessidade de semicondutores de potência de maior capacidade de corrente e maiores perdas, dificuldades estas que podem ser minimizadas, por exemplo, com a utilização de novas tecnologias de dispositivos estáticos e menores frequências de chaveamento.

2.2 Conversores para conexão de aerogeradores tipo 4 à rede

Várias topologias de conversor podem ser empregadas para implementar o sistema de condicionamento de potência (do inglês, *Power Conditioning System*, PCS) da Figura 7(b). O conversor do lado do gerador opera como retificador, convertendo a tensão/corrente alternada em contínua. O controle deste conversor regula a velocidade e o torque do gerador, sendo que o valor de referência deste último é provido por uma malha de rastreamento de máxima potência (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*, MPPT) [70]. A potência entregue ao barramento contínuo em tensão é então convertida pelo conversor do lado rede operando como inversor, cujo controle regula tanto a tensão do barramento quanto a injeção de potência ativa e reativa na rede elétrica.

Por razões relativas ao custo, geradores para turbinas eólicas com potências na faixa de MW são geralmente de baixa tensão (< 1000 V) [66], mas projetos específicos para instalações *offshore* na faixa de 3 a 10 MW de potência tem sido executados em geral em 3 ou 4 kV [71]. Em ambos os casos, um transformador elevador é necessário para a conexão à rede elétrica. No entanto, devido ao fato de que em usinas *offshore* este transformador é instalado na nacele [72], restrições de peso e volume se aplicam [69], [73]. Isto tem impulsionado o estudo de conversores multiníveis sem transformador para aplicações nesta faixa de potência [74]. Contudo, além de necessitarem de topologias com elevado número de níveis, não só para atenderem aos requisitos de distorção harmônica [75] como para atingir os níveis padrão de tensão de média [76], os conversores multiníveis são efetivos em custo apenas na faixa de potências entre 3 e 7 MW, além de apresentarem menor confiabilidade [77]. Atualmente a maioria das turbinas eólicas, que são em terra, utiliza transformadores elevadores [78] que podem ser instalados na base da torre, o que implica em menos limitações. O uso do transformador também evita problemas de corrente de modo comum frequentes em soluções multiníveis sem transformador (*transformerless*), que tem sido bastante investigado em instalações solar-fotovoltaicas [79].

Quando utilizados, conversores multiníveis são predominantemente do tipo 3-níveis NPC (3L-NPC) [80], topologia que também pode ser empregada na construção de um conversor TUPF [81]. Conversores do tipo 3-níveis ponte H (3L-HB) também são propostos para geração eólica [82]. Estas três topologias são comparadas em [83] em termos de custo/utilização dos dispositivos semicondutores e atendimento aos procedimentos de rede. Em termos gerais, concluiu-se que os conver-

sores 2-níveis apresentam melhor utilização de área de silício, com melhor desempenho térmico, distribuição mais uniforme de perdas nos dispositivos e eficiência equivalente aos conversores 3L-HB para diferentes níveis de injeção de reativo. No entanto, considera-se uma frequência de comutação elevada para os conversores 2L, o que pode ser evitado utilizando-se outras técnicas de modulação.

Outros critérios determinantes [71] na escolha do tipo de conversor que são mais favoráveis aos conversores 2-níveis incluem o custo inicial e de manutenção e a confiabilidade. As principais vantagens relacionadas aos conversores 3-níveis neste tipo de aplicação em geral estão relacionadas à maior eficiência e menores níveis de distorção harmônica. O primeiro fator é devido em parte à menor frequência de comutação das chaves em conversores multiníveis [84], e o segundo atribui-se principalmente às formas de onda de tensão de saída características e também à sua maior frequência de chaveamento efetiva, que pode ser mais facilmente filtrada [85].

Conforme será visto no Capítulo 4, com a utilização da modulação SHE-PWM o conversor TUPF pode operar com frequências de comutação significativamente mais baixas do que os conversores típicos de 2-níveis. Quanto à distorção harmônica das correntes injetadas na rede, para se obter o mesmo desempenho que o conversor TUPF e sem o uso de filtros, seria necessária a utilização de um conversor de no mínimo 5 níveis, conforme ilustra a Figura 8. Considerou-se o espectro harmônico teórico de saída dos conversores multiníveis [86] e o mesmo valor em pu de indutância utilizado no conversor TUPF.

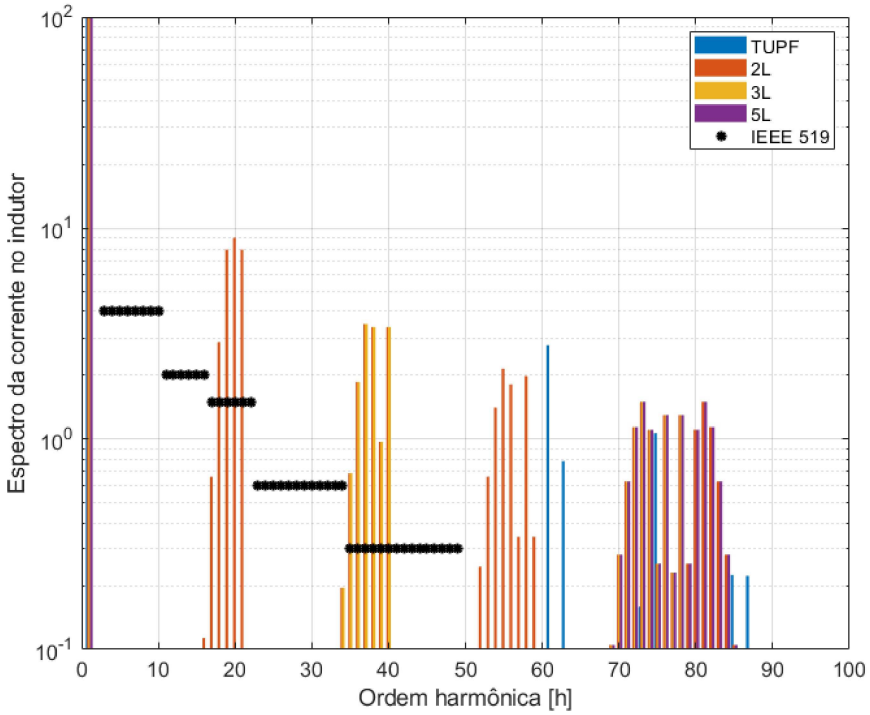


Figura 8. Espectro harmônico de corrente para conversores de múltiplos níveis em comparação com limites do padrão IEEE 519.

Por fim, como é prática comum utilizar conversores conectados em paralelo para geradores de turbinas eólicas de baixa tensão a fim de atingir a capacidade total de corrente [87], [88] a transição para uma topologia TUPF pode ser alcançada substituindo-se o transformador de média tensão, eliminando-se o capacitor do filtro e modificando-se a técnica de modulação.

Desta forma, dada a dominância no mercado comercial de turbinas eólicas de conversores que utilizam pontes 2 níveis com paralelismo [71] e a possibilidade de recondicionamento, este trabalho tem foco em conversores TUPF de dois níveis com capacidade de operação em 4 quadrantes.

2.3 Técnicas para redução de emissão de harmônicos

Três importantes aspectos a serem considerados no projeto de um conversor trifásico para conexão à rede elétrica devem ser cuidadosamente estudados para melhor se aproximar de tensões e corrente senoidais, permitindo a obtenção do fator de potência unitário verdadeiro: 1) a topologia do conversor, 2) o método de modulação e 3) o método de redução de harmônicos [89]. Em aplicações de alta potência, tem se tornado comum a utilização de conversores multiníveis ou associações de blocos de eletrônica de potência, conhecidos como PEBBs (*Power Electronics Building Blocks*) ou uma combinação de ambas as estratégias. O intuito é alcançar elevados níveis de tensão sem a utilização de dispositivos semicondutores de média tensão. Com o consequente aumento no número de chaves estáticas que estas topologias impõem, torna-se necessária a restrição da frequência de chaveamento a valores na faixa entre 500 a 1000 Hz, de forma a limitar as perdas por comutação dos dispositivos. Isto, por fim, geralmente implica na utilização de filtros passivos LCL com elementos volumosos e que necessitam de algum tipo de técnica de amortecimento, sendo mais comum é a introdução de resistores, o que eleva as perdas e os custos.

Conforme exposto no Capítulo 1, é desejável a redução ou, se possível, a completa eliminação de estágios de filtragem na saída dos conversores conectados à rede, buscando-se a utilização de apenas elementos indutivos e de baixa reatância, como forma de evitar a introdução de novos pontos de ressonância série. Também se mostrou importante a eliminação, ao invés da atenuação, de componentes harmônicas de ordem baixa nas correntes injetadas na rede. Este último objetivo pode ser alcançado com a utilização de técnicas de modulação seletiva de harmônicos (SHE-PWM). Tais técnicas são associadas à utilização de transformadores de mudança de fase (PST), como o Y-Δ ou *zig-zag*, em estruturas do tipo multipulso. A modulação é ajustada de forma a mitigar as harmônicas não inibidas pelo transformador de conexão.

Em [90] um conversor de 12-pulsos associado a um transformador *zig-zag* é comandado utilizando-se modulação SHE-PWM de três ângulos ou *notches*, com suposição de simetria de meia onda. As equações não lineares do modulador são resolvidas com o critério de zerar as componentes de ordem 11 e 13, e minimizar as componentes de ordem 23 e 25. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para um conversor de potência reduzida (4 kW).

Em [91] é apresentado o estudo de caso da aplicação de modulação seletiva de harmônicos em um conversor *quasi*-48 pulsos de 100MVA já existente. Neste tipo de conversor, em que os diversos PEBBs são conectados via um transformador *zig-zag* e os harmônicos de ordem $h = 6 \cdot k \pm 1$ são cancelados. A modulação SHE-PWM de três ângulos é semelhante à descrita no parágrafo anterior, sendo comparada à modulação PWM senoidal. Para este tipo de conversor, em que a forma de onda da tensão de saída apresenta 21 níveis diferentes de tensão, na qual as amplitudes harmônicas já são bastante reduzidas, observou-se que para uma grande faixa de índices de modulação a distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion*, THD) obtida com SHE-PWM é pior do que a obtida com a modulação convencional. Apesar de tratar de um conversor real, apenas resultados de simulação são apresentados.

Em [92] é apresentado um conversor de 12 pulsos com conversores três-níveis utilizando um transformador com enrolamentos de baixa tensão Y-Δ e de alta tensão Y, com barramentos isolados. O objetivo específico é definir a técnica de modulação SHE-PWM mais adequada para atender aos requisitos do padrão IEEE-519. São comparadas técnicas de modulação de 3 e 5 ângulos, tendo sido observada pouca diferença entre elas no que diz respeito às harmônicas de 35ª e 37ª ordens. O método de três ângulos é preferido por apresentar menores perdas de comutação e menor complexidade de cálculo. A vantagem em relação às duas topologias apresentadas anteriormente é a utilização de um transformador padrão. Neste trabalho é descrita a necessidade de se variar o comando de tensão no barramento contínuo de forma a manter o conversor em operação na região de índice de modulação mais favorável à mitigação dos harmônicos. Em [18] é apontado que uma das desvantagens de se fazer isto é a resposta dinâmica mais lenta no controle do conversor. Resultados experimentais são apresentados para um conversor de 3,5 MVA.

Em [81], [93] é introduzido pela primeira vez o conceito de retificador de fator de potência verdadeiro, denominado pelos autores de TUPF (*True Unity Power Factor*). Em [94], [95] este é proposto para aplicações de alta potência. Os conversores utilizados são de dois e três níveis, com barramentos isolados. O transformador é do tipo Y-Δ com primário em média tensão conectado em delta. A técnica de modulação é selecionada com o objetivo específico de eliminar todas as harmônicas até a 50ª ordem. Para tanto, é necessária a utilização de nove ângulos, o que apresenta a desvantagem de requerer o armazenamento de grandes tabelas com as soluções das equações não-lineares para diversos índices de modulação. A complexidade dos cálculos é reduzida fazendo-se a suposição de simetria de um quarto de onda e o tamanho da tabela é otimizado empregando-se uma aproximação por segmentos de reta baseada em coeficientes de correlação. Em [92] são apresentados resultados de simulação demonstrando a boa capacidade de resposta dinâmica do modulador proposto e considerações acerca da rejeição a perturbações no projeto dos controladores de corrente.

Desvantagens do conversor TUPF nesta aplicação são correntes harmônicas circulando entre os conversores e o transformador, que podem atingir porcentagens significativas de corrente fundamental, especialmente para o 5º e 7º harmônicos. Essas correntes circulantes são similares às observadas nos retificadores de 12 pulsos e podem levar a perdas extras nos enrolamentos do transformador. Além disso, o cancelamento harmônico é dependente do compartilhamento igual de corrente entre os conversores e incompatibilidades de impedância devido às características do semicondutor ou ao cabeamento. Estes podem levar a desequilíbrios, que devem ser compensados através do controle. Esta solução também não tem impacto sobre emissões sub e interharmônicas, que foram relatadas como significativas em parques eólicos [26], [96].

Nas simulações é obtido fator de potência unitário quando não há comando de potência reativa para os conversores. Vale ressaltar que todos os resultados experimentais apresentados até então para a topologia são em malha aberta. Esta solução e suas características de *hardware* e controle serão detalhadas no Capítulo 5 deste documento, onde também se incluem resultados experimentais para a operação em malha fechada.

2.4 Qualidade de energia e uso de filtros ativos em parques eólicos

2.4.1 Requisitos dos procedimentos de rede

Os principais requisitos para a conexão de centrais geradoras eólicas ao sistema elétrico de potência no Brasil são estabelecidos nos procedimentos de rede do Operador Nacional do Sistema (ONS), em particular os submódulos 2.8 e 3.6 [97], [98], que tratam dos indicadores de desempenho a serem avaliados nos transformadores de fronteira do parque e dos requisitos técnicos mínimos para a conexão à rede básica, respectivamente. Dentre estes requisitos, destaca-se o índice Distorção de Tensão Harmônica Total (DTHT), definido pela equação (1), onde V_h é a amplitude da componente harmônica e V_1 é a amplitude da tensão fundamental, em Volts. O DTHT em geral é calculado como o valor de distorção harmônica total que não é excedido em 95% do tempo, em geral avaliado em um período de sete dias consecutivos, a intervalos de dez minutos. Este indicador é então denominado DTHTS95% e corresponde à THD de tensão, sendo avaliado para componentes compreendidas entre as ordens 2 e 50. Os limites individuais das componentes harmônicas e da DTHTS95% são listados na Tabela 1. Os limites globais superiores são determinados pela multiplicação dos limites globais inferiores correspondentes pelo fator 4/3.

$$DTHT = \sqrt{\sum_{2}^{50} V_h^2}, com\, V_h = 100 \times {}^{V_h}/_{V_1} \tag{1}$$

Tabela 1. Limites globais inferiores de tensão em porcentagem da tensão fundamental para instalações conectadas a redes de tensão nominal até 69 kV.

Ordem (ímpares)	Ordem (pares)	Limite global inferior (%)	Limite global superior (%)
3, 5, 7		5 %	6,7 %
	2, 4, 6	2 %	2,7 %
9, 11, 13		3 %	4 %
	≥ 8	1 %	1,3 %
15 a 25		2 %	2,7 %
≥ 27		1 %	1,3 %
DTHTS95%		6 %	8 %

A distinção entre os limites globais inferior e superior para as amplitudes das componentes harmônicas e as ações a serem tomadas pelo Operador Nacional do Sistema em caso de não conformidade, tal como aparecem no Submódulo 2.8 dos procedimentos de rede, são transcritas a seguir:

> *a) Quando o valor do indicador for menor ou igual ao limite global inferior, o desempenho é considerado adequado;*
>
> *b) Quando o valor apurado do indicador se encontra entre os limites globais inferior e superior, o desempenho é considerado em estado de observação. Caso se verifiquem reclamações ou evidências de problemas relativos ao desempenho e/ou integridade de alguma instalação, o ONS, em conjunto com os agentes envolvidos, deve buscar alternativas de soluções e atribuir responsabilidade; e*
>
> *c) Quando o valor apurado do indicador for maior que o limite global superior, considera-se a princípio o desempenho inadequado e ações corretivas ou mitigadoras devem ser definidas logo após a realização de investigações para a identificação de causas e responsabilidades.*

2.4.2 Filtros ativos em parques eólicos

As ações mitigadoras citadas em (c) envolvem, em geral, a utilização de filtros passivos sintonizados nas frequências harmônicas que excedem os limites estabelecidos. No entanto, tenta-se evitar o uso destes filtros, pois os mesmos introduzem novos pontos de ressonância paralela em frequências inferiores àquelas de sintonia, o que pode dar origem à magnificação de outras frequências de baixa ordem [99]. A principal alternativa é a utilização de filtros ativos paralelos conectados ao PAC, normalmente em baixa tensão [100] ou filtros híbridos [101]. Em geral, são conectados em paralelo com cada um dos aerogeradores [102], uma vez que este é o ponto em que sua atuação é mais eficaz

[103]. Por um lado, filtros passivos são prevalentes em parques eólicos, mas dependem de particularidades de projeto do parque nem sempre disponíveis, são volumosos e muito afetados por incertezas de modelagem, eliminam apenas as frequências pré-determinadas e em geral são superdimensionados. Filtros ativos são mais dispendiosos, podem levar a problemas de estabilidade dependendo do método de controle empregado [103] têm limitações de banda de passagem e seu desempenho é afetado por modificações no controle dos conversores dos aerogeradores [43]. Além disso, dependendo do método de detecção de harmônicos selecionado, o desempenho do filtro será negativamente afetado pela presença de distorção na tensão da rede [99], [104]. Métodos de identificação de harmônicos baseados no domínio do tempo são mais rápidos, porém os implementados no domínio da frequência são mais acurados [99]. Em contrapartida, a detecção de harmônicos no domínio da frequência é bastante suscetível a atrasos de medição, que devem ser compensados [105] e a sistemas sujeitos a variações bruscas nas amplitudes dos harmônicos [106]. Outro aspecto da introdução de filtros ativos em parques eólicos a ser estudado é seu efeito sobre a impedância equivalente do parque e seus pontos de ressonância.

Para contornar o problema do custo, muitos autores propõem o uso de filtros híbridos [41], [107], [108], que consistem em sintonizar filtros passivos para filtrar as frequências harmônicas típicas de ordem mais baixa, como 5ª e 7ª, juntamente com um filtro ativo para compensar as harmônicas de mais alta ordem, mas com uma capacidade de corrente dos dispositivos semicondutores reduzida. Para evitar a excitação de ressonâncias devido aos ramos passivos, é necessária a introdução de malhas de amortecimento no controle destes filtros. Embora a capacidade de amortecimento em torno de uma frequência de ressonância via controle seja uma vantagem do uso de filtros ativos, esta deve ser feita de forma criteriosa, de modo a não excitar ressonâncias em outras frequências [34].

Em [42], é apresentada uma estratégia de compensação de harmônicos via utilização de um compensador síncrono estático (STATCOM). Os autores avaliam o desempenho da solução quando aplicada a diversas barras do sistema e concluem que a compensação de harmônicos só é efetiva na própria barra onde o equipamento é instalado, podendo ter resultados diversos nas barras à montante. O ponto ideal de instalação do compensador seria em barras de média ou alta tensão, o que implicaria no projeto de equipamentos de média ou alta tensão, aumentando custos e complexidade da solução. Em [109] é documentada a instalação de um filtro ativo em média tensão em usina, porém os autores enfatizam a complexidade e os custos, em termos de recursos e tempo, envolvidos nos estudos necessários para este tipo de operação. Estes resultados explicam porque em geral se propõem filtros individuais. Esta estratégia, no entanto, por não afetar barras à montante, pode não solucionar o problema de qualidade de energia, uma vez que a avaliação da mesma em geral é feita no ponto de acoplamento ao sistema elétrico.

Outra estratégia que tem sido proposta é o uso de filtros ativos série, em que o controle do próprio conversor cc-ca é utilizado para a mitigação de harmônicos [110] ou ainda o controle de conversores associados a sistemas de armazenamento de energia [111]. Nestes equipamentos, durante os períodos em que estão em *stand-by*, é possível implementar capacidades de filtragem ativa [112].

Do exposto, reforça-se mais uma vez a importância de se eliminarem as componentes harmônicas na geração e se desenvolverem retificadores PWM que se aproximem o máximo possível de fontes senoidais. No Capítulo 3 é descrito como este objetivo pode ser alcançado utilizando-se o conversor TUPF.

2.4.3 Ressonância em Parques Eólicos

No contexto de sistemas elétricos de potência, as ressonâncias são classificadas em dois tipos: série e paralela [113]. A ressonância série é caracterizada por uma baixa impedância na frequência de ressonância sendo excitada por uma fonte de tensão harmônica, podendo levar a excessivos valores de distorção de tensão em uma barra, mesmo quando a distorção inerente da fonte é baixa. Já a ressonância paralela ocorre quando há elementos capacitivos em paralelo a elementos indutivos no caminho de uma fonte de corrente harmônica. Ela é caracterizada por um alto valor de impedância no ponto de ressonância. Resultam disso elevados valores de tensões harmônicas, mesmo que a distorção total da fonte de corrente seja pequena.

Os circuitos equivalentes correspondentes a ambos os casos são apresentados na Figura 9 e um exemplo da impedância equivalente de cada um é dada no gráfico da Figura 10. A ressonância série ocorre em torno da 5ª ordem harmônica e a ressonância paralela em torno da 21ª. Esta situação é crítica, uma vez que estes harmônicos de baixa frequência são dominantes no sistema elétrico de potência. A razão entre a impedância do sistema com e sem o capacitor, em uma dada frequência, é o chamado fator de amplificação. Na Figura 10, os fatores de amplificação para o 5º e o 21º harmônicos são, aproximadamente, 0,05 e 67 vezes, respectivamente. Estes valores são arbitrários e não relacionados com fatores de amplificação ou frequências de ressonância típicas de sistemas eólicos. A im

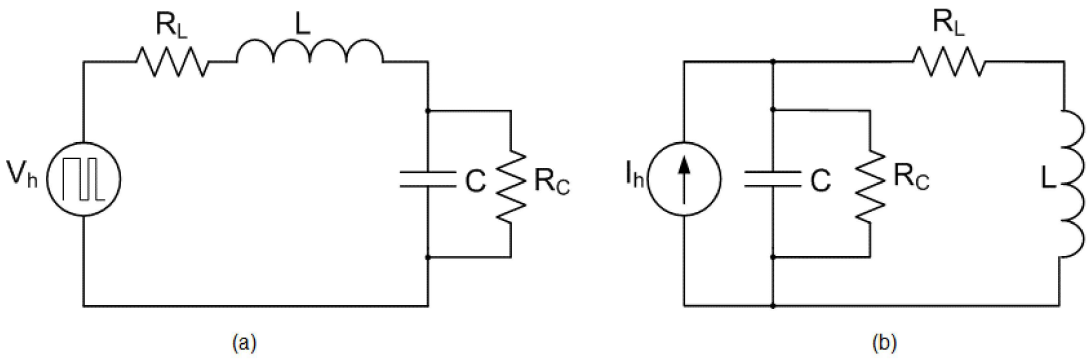


Figura 9. Representação dos circuitos equivalentes em caso de ressonância: (a) série (b) paralela.

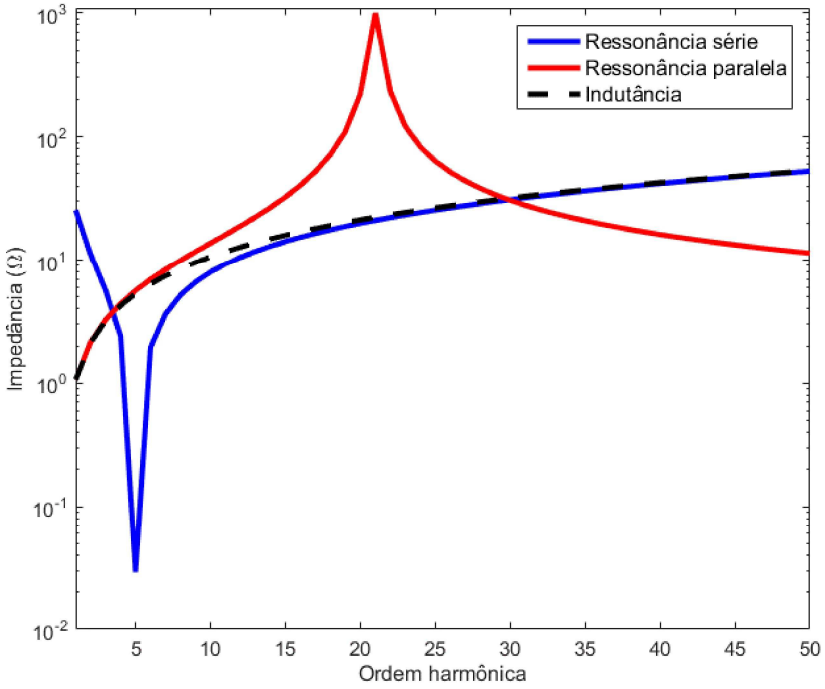


Figura 10. Impedância para ressonâncias série e paralela e a reatância indutiva base.

pedância RL do sistema, muitas vezes o único elemento modelado em estudos simplificados, é apresentada para fins de comparação.

Em parques eólicos, componentes frequentemente correlacionados a ocorrências de ressonância são os cabos subterrâneos de média tensão, bancos de capacitores de compensação em subestações e os filtros harmônicos de saída dos conversores dos aerogeradores [114], [115]. Devido à característica predominantemente indutiva da impedância equivalente de rede no PAC, o foco dos estudos é geralmente a ressonância paralela [116], embora os filtros harmônicos dos PCS contribuam para ocorrências de ressonância série [117].

Todos estes elementos, bem como a impedância da rede no PAC, precisam ser detalhadamente modelados para que se possa estimar as frequências de ressonância e seus respectivos fatores de amplificação, de modo que seja possível avaliar a possibilidade de estas ressonâncias serem excitadas pelos harmônicos característicos do sistema. A partir da modelagem destes componentes é possível propor e implementar estratégias de controle derivativas com o objetivo de manter a estabilidade do sistema [58]. Porém, é importante observar que, alterando-se a topologia dos conversores e sua técnica de modulação, é possível eliminar uma das fontes do problema, que são os capacitores dos filtros harmônicos de saída, os quais influenciam tanto a ocorrência de ressonâncias série quanto paralelas. O impacto da topologia de PCS sobre as características de ressonância de um parque será discutido nos capítulos 3 e 5 deste documento.

Outro aspecto dos parques eólicos que tem efeito indesejável sobre as características de ressonância é o número de turbinas conectadas simultaneamente a um mesmo barramento. Para o caso de aerogeradores tipo 4, relata-se que a THD da tensão no PAC aumenta logaritmicamente com o número de aerogeradores (N_{AG}) em um parque de acordo com a equação (2)[66], onde os coeficientes k_0, k_1 e k_2 são positivos e obtidos empiricamente. Não há indicação dos motivos pelos quais isto ocorre.

$$THD = k_0 + k_1 \,\mathrm{LN}(k_2 \times N_{AG}), \qquad para\ N_{AG} \leq 20 \tag{2}$$

A Figura 11 mostra a evolução da distorção de tensão descrita em (2) para valores típicos de k_0, k_1 e k_2. Com 15 AGs conectados, a THD é até 1,6 vezes maior quando comparada à de um único aerogerador, se aproximando do limite estabelecido em alguns manuais técnicos e códigos de rede.

Outro aspecto relevante para a avaliação de ressonâncias em parques eólicos é a forma de conexão das turbinas entre si, isto é, o arranjo da rede coletora em uma grade de linhas e colunas [54]. Ao invés de avaliar o número de turbinas em cada linha e coluna da rede, pode se falar em conexões em "série" e em "paralelo" dos AGs em relação ao PAC, conforme ilustra a Figura 12 (a) e (b), respectivamente, para um caso exemplo de apenas 3 turbinas. Um estudo de varredura em frequência foi realizado nestes dois arranjos para verificar seu impacto sobre a impedância equivalente de rede.

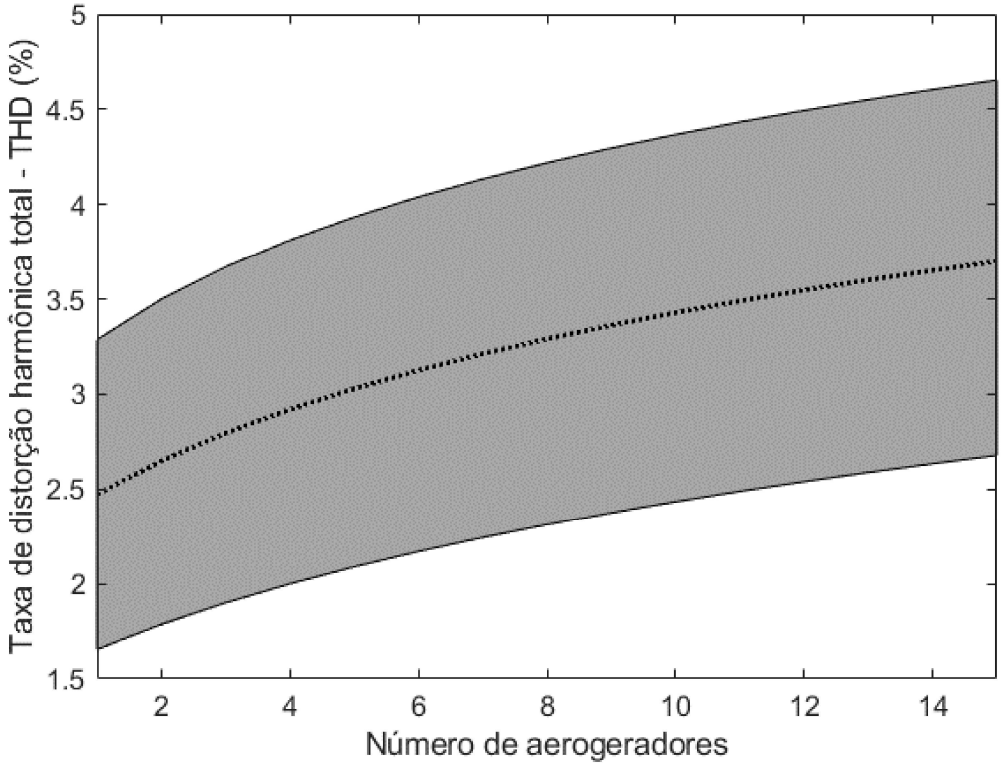


Figura 11. THD de tensão no PAC em função do número de aerogeradores para ($1 \leq N_{AG} \leq 15$).

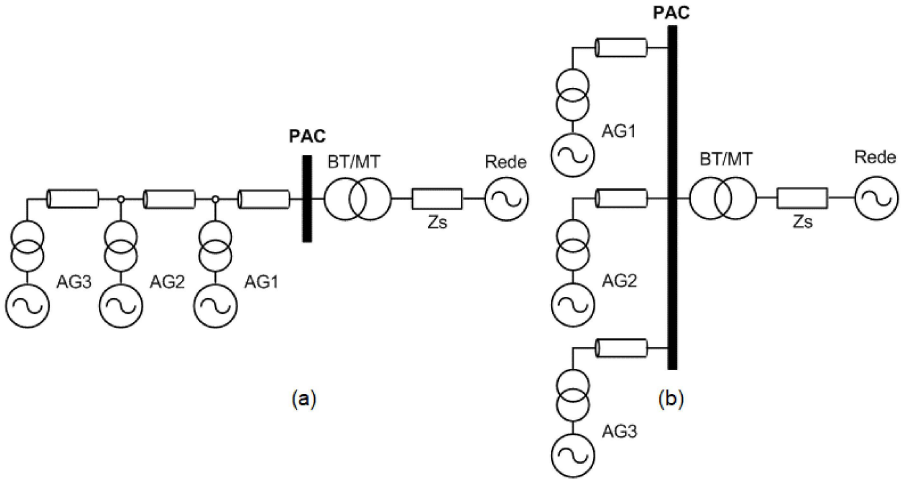


Figura 12. Formas de conexão entre os AGs de um parque eólico: (a) em série (b) em paralelo.

A Figura 13 mostra as impedâncias equivalentes para os conversores conectados em série e em paralelo ao barramento de MT. Em ambos os casos se observa a redução da frequência de ressonância com o aumento do número de turbinas conectadas, sendo ligeiramente menos pronunciada na conexão em paralelo. As curvas de impedância são parecidas para ambas as formas de conexão porque o número de aerogeradores é pequeno e a impedância equivalente da rede básica tem efeito predominante sobre a resposta.

O pico de impedância, relacionado ao fator de amplificação de harmônicos, também tem relação inversa com o número de aerogeradores. O efeito mais crítico, no entanto, permanece sendo o de redução da frequência, uma vez que harmônicos de ordens inferiores são mais característicos. Os resultados da análise de varredura de frequência estão resumidos na Tabela 2.

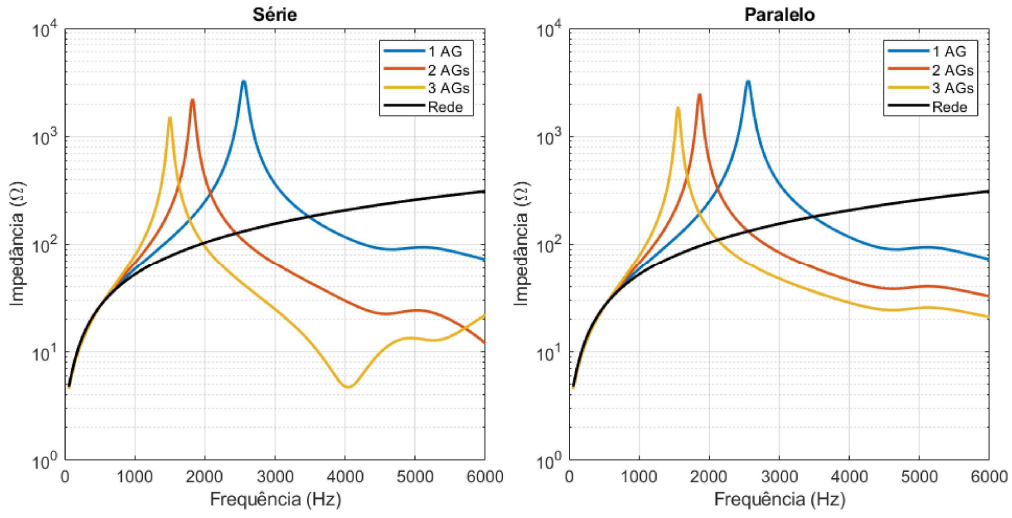


Figura 13. Impedância equivalente do PAC em função da conexão de AGs em série e paralelo.

Tabela 2. Frequências de ressonância

Número de aerogeradores		Conexão em série	Conexão em paralelo
1 AG	Frequência (Ordem)	2556 Hz (42,6°)	2556 Hz (42,6°)
	Impedância (Fator de Amplificação)	3292 Ω (24,8)	3292 Ω (24,8)
2 AGs	Frequência (Ordem)	1824 Hz (30,4°)	1866 Hz (31,1°)
	Impedância (Fator de Amplificação)	2217 Ω (23,4)	2472 Ω (25,5)
3 AGs	Frequência (Ordem)	1500 Hz (25°)	1554 Hz (25,9°)
	Impedância (Fator de Amplificação)	1516 Ω (19,5)	1871Ω (23,2)

A inclusão de mais aerogeradores implica em mais cabos, mais filtros de harmônicos e, portanto, em maiores capacitâncias equivalentes no parque, levando a uma redução da frequência de ressonância, como verificado. Já a menor amplificação na conexão série e maior frequência na conexão paralelo são devidas à uma maior resistência equivalente no primeiro caso e menor indutância equivalente no segundo. Estes resultados sugerem que uma rede coletora radial pode ser preferível a longas cadeias de aerogeradores conectados em série, ou seja, o arranjo da Figura 12 (b) seria preferível ao da Figura 12 (a). O efeito das diferentes configurações de aerogeradores em um parque sobre as ressonâncias será revisitado nos capítulos 3 e 5 deste documento, via estudos de caso. O próximo capítulo apresenta os métodos de modelagem utilizados nestes estudos.

2.5 Considerações finais

Neste capítulo foi apresentada uma visão geral da geração de energia eólica no Brasil e no mundo e as principais características dos conversores geralmente empregados nesta aplicação. A maioria das turbinas eólicas em operação hoje estão em terra e são do tipo 3 ou 4. Os geradores e conversores mais amplamente utilizados são de baixa tensão, de 2 ou 3 níveis. Apesar de turbinas do tipo 3 (DFIG) serem mais numerosas no Brasil, aerogeradores do tipo 4 (plena potência) têm sido preferidos em novos projetos, especialmente os de mais alta potência.

Os efeitos de harmônicos e ressonâncias em parques eólicos são preocupantes diversas técnicas são empregadas para mitigá-los. Dentre estas destaca-se os filtros ativos, que tem sido muito empregados em parques eólicos brasileiros, normalmente instalados em paralelo com cada um dos aerogeradores. Esta se configura como uma solução dispendiosa e que pode não evitar as ressonâncias, apesar de minimizar as amplitudes harmônicas de corrente.

Estas características sugerem o uso de uma solução baseada em topologia, de baixa tensão e 2-níveis, adequada para aerogeradores de potência plena em instalações *onshore*, que não emita harmônicos de baixa frequência, ao invés de tentar mitigá-los. Esta topologia é o conversor TUPF, que será explicado em detalhes no Capítulo 4.

3. MODELAGEM E ESTUDOS DE RESSONÂNCIA EM PARQUES EÓLICOS

Neste capítulo são apresentados os modelos dos principais componentes de um parque eólico relacionados à ocorrência de ressonâncias, incluindo-se os conversores com seu controle de corrente, assim como dois dos principais métodos de análise em frequência utilizados na identificação deste fenômeno. Também são apresentados dois estudos de caso de parques eólicos brasileiros em que houve relatos de problemas de ressonância e distorção harmônica excessiva: Cerro Chato I, em Santana do Livramento – RS e Cruz Alta, parte do complexo Água Doce em Bom Jardim – SC (Figura 14). Os parques têm 15 e 20 aerogeradores, respectivamente. Os aerogeradores instalados nestes parques utilizam conversores do tipo fonte de tensão dois níveis convencionais 2L-VSC, com modulação SVPWM. A emissão de correntes harmônicas em cada caso será avaliada, assim como a distorção harmônica de tensão provocada no ponto de conexão ao sistema elétrico para cada topologia. De maneira diversa ao encontrado na literatura, serão avaliadas ressonâncias série e ressonâncias paralelas.

3.1 Modelagem dos componentes

As seguintes considerações se aplicam aos modelos e simulações apresentados neste capítulo:

- O equivalente da rede de alta tensão é calculado usando o programa de fluxo de potência (Power*Tools for Windows, PTW) e considera as características da rede básica local, até três barras de distância do ponto de conexão do parque ao sistema, modelando as linhas de transmissão, cargas relevantes (quando os dados estiverem disponíveis) e os equivalentes de curto-circuito a partir das barras mais remotas. Uma comparação entre esta abordagem e o uso de uma impedância RL equivalente será feita;
- Cabos de média tensão são representados por modelos π-equivalentes, abordagem considerada suficiente para seu comprimento suficientemente curto;
- Cabos de baixa tensão são desprezados por serem demasiadamente curtos;

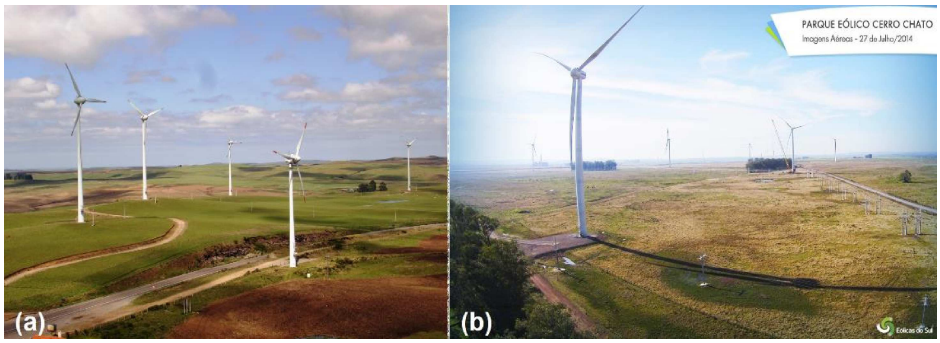


Figura 14. Parques eólicos estudados: (a) Água Doce – SC [118] **(b). Cerro Chato – RS** [119]**.**

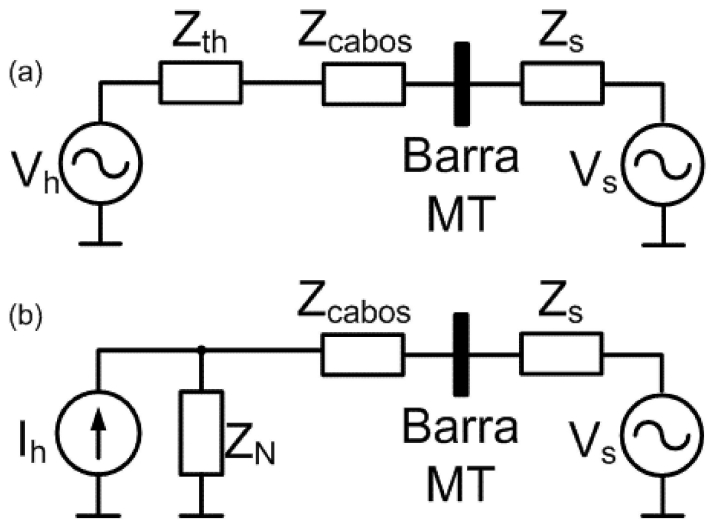


Figura 15. Circuitos equivalentes para a estimação das correntes harmônicas injetadas na barra de média tensão: (a) Equivalente Thévenin (b) Equivalente Norton.

- A dependência das resistências com a frequência é desprezada, já que o principal impacto deste efeito seria um amortecimento adicional dos picos de ressonância;
- Bancos de capacitores também são desprezados, pois sua inclusão poderia dominar a resposta em frequência [54] e impedir a comparação entre as diferentes topologias de conversor. O principal efeito de sua inclusão seria uma redução da frequência da primeira ressonância;
- Os transformadores de média e alta tensão para conexão à rede básica são considerados nos modelos, assim como os filtros passivos de harmônicos, onde existirem;
- Considera-se o sistema equilibrado, portanto apenas impedâncias de sequência positiva são avaliadas;
- As turbinas eólicas são representadas como equivalentes Thévenin, com fontes de tensão correspondentes ao espectro harmônico determinado pela técnica de modulação empregada em cada conversor (SV-PWM e SPWM para os conversores 2L-VSC dos parques Cerro Chato I e Cruz Alta, respectivamente e SHE-PWM de 9 pulsos para o TUPF). Este modelo é intercambiável com o equivalente Norton (Figura 15 (b)) e é mais recomendada para este estudo do que o uso de fontes de corrente harmônica independentes, pois este último modelo perde validade nas regiões próximas à ressonância [24]. Detalhes sobre a obtenção dos parâmetros destes modelos serão descritos na seção 3.1.5.

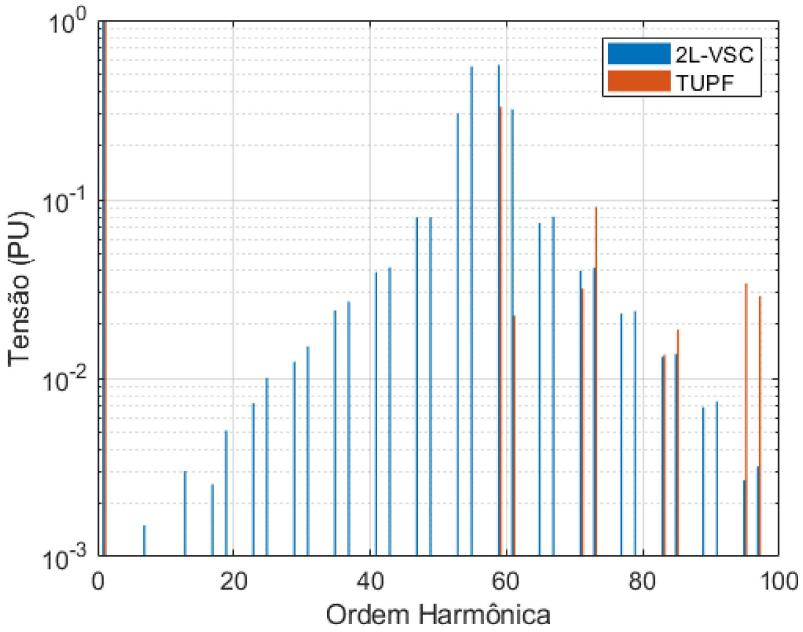


Figura 16. Espectro harmônico das tensões de saída nos terminais do AG para cada conversor.

Para avaliar a injeção de correntes harmônicas pelos aerogeradores no sistema elétrico e a consequente distorção de tensão é necessário modelar admitância de Norton, Y_N, ou a impedância de Thévenin, Z_{TH}, de ambos os conversores, além da impedância equivalente da rede no PAC. Esta impedância equivalente depende das características de cabos, transformadores e linhas de transmissão. A tensão da fonte independente V_h é definida de acordo com o espectro harmônico analítico de cada conversor, apresentado na Figura 16 para a modulação SVPWM (frequência de chaveamento, fs, de 3420Hz), com amostragem assimétrica regular [120], para a modulação SPWM, com amostragem natural (fs = 2400 Hz), e para a modulação SHE-PWM de 9 pulsos (fs = 1140Hz) específica do conversor TUPF. Nas subseções seguintes são apresentados detalhes da modelagem dos cabos de média tensão, dos transformadores de potência, das linhas de transmissão, do equivalente de rede e dos conversores. Também é proposta uma técnica que permite a conversão de uma característica de resposta em frequência do modelo dos conversores ou da impedância do PAC em um circuito equivalente que combina elementos RLC, que pode ser utilizado em diversos programas de análise de SEP.

3.1.1 Modelo dos cabos de média tensão

O modelo usado para os cabos de média tensão é o π-equivalente, recomendado para representar cabos com comprimentos inferiores a 140/h quilômetros, onde h é a maior ordem harmônica de

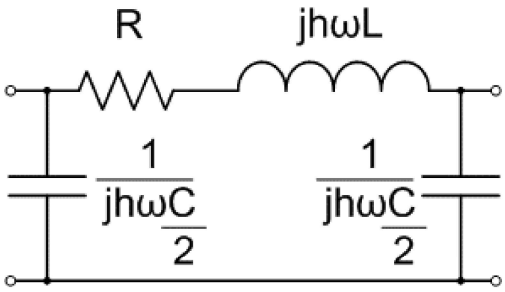


Figura 17. Modelo π-equivalente usado na representação dos cabos de média tensão.

interesse [121], o que corresponde a 2,8 km no caso típico de análises do sistema elétrico, até a 50ª ordem. Os maiores comprimentos de cabo encontrados nos parques analisados são 3,1 km em Cerro Chato I e 4,1 km em Cruz Alta.

O modelo usado pelo programa PTW é mostrado na Figura 17, onde o subscrito 1 indica impedâncias de sequência positiva. Os cabos são de 34,5 kV, subterrâneos, de bitolas e comprimentos variados. A Tabela 3 lista os valores de resistência, reatância e admitância por quilômetro e a faixa de comprimento dos cabos de cada bitola, para ambos os parques.

Tabela 3. Dados dos cabos de média tensão utilizados nos parques Cerro Chato I e Cruz Alta.

Cerro Chato I				
Bitola	**R_1 (Ω/km)**	**X_1 (Ω/km)**	**B_1 (mS/km)**	**Comprimento (km)**
70 mm²	0,54	0,16	0,071	0,4 – 1,1
95 mm²	0,39	0,15	0,078	0,8 – 0,9
120 mm²	0,31	0,15	0,33	0,3 – 3,1
Cruz Alta				
Bitola	**R_1 (Ω/km)**	**X_1 (Ω/km)**	**B_1 (mS/km)**	**Comprimento (km)**
70 mm²	0,56	0,17	0,39	0,2 – 4,1
150 mm²	0,20	0,36	0,33	0,2 – 0,6

3.1.2 Modelo dos transformadores de potência

Diversos autores consideram que, para estudos de fluxo de potência, os modelos de transformadores precisam representar acuradamente apenas a impedância de curto-circuito e o tipo de conexão dos enrolamentos [121]. Em alguns casos, apenas a admitância de dispersão é considerada, uma vez que somente em situações em que o transformador está sob severa saturação, como durante o

inrush ou sob presença de corrente contínua, sua contribuição para a distorção harmônica é significativa [122]. Se o transformador não é identificado como uma das principais fontes de harmônicos no sistema, a reatância de magnetização pode ser desprezada [123]. Este é o caso de parques eólicos, onde as principais fontes de harmônicos são os conversores de potência dos aerogeradores [12], [42]. Em relação aos efeitos capacitivos, estes só se tornam significativos em frequências acima dos 4 kHz, geralmente sendo computados apenas no caso de transformadores de projeto especial [124]. Sendo assim, neste trabalho apenas os efeitos da impedância de dispersão e do tipo de conexão do transformador serão considerados nos modelos.

Nos estudos realizados são utilizados transformadores de dois enrolamentos Y_g-Y_g, Y_g-Δ e transformadores de 3 enrolamentos tipo Δ-Δ-Y_g. No programa PTW estes são representados de acordo com o indicado na Figura 18. As impedâncias Z_1, ZH_1, ZX_1, ZY_1 são constituídas pelos valores fundamentais de resistência e indutância de dispersão, enquanto que o termo $\angle h \times 30° \pm 30º$ é a defasagem angular aplicada às tensões harmônicas de fase. O sinal é positivo para componentes de sequência negativa, e negativo para componentes de sequência positiva. A Tabela 4 lista os parâmetros dos transformadores de ambos os parques, para ambos os conversores e para a conexão com a linha de alta tensão.

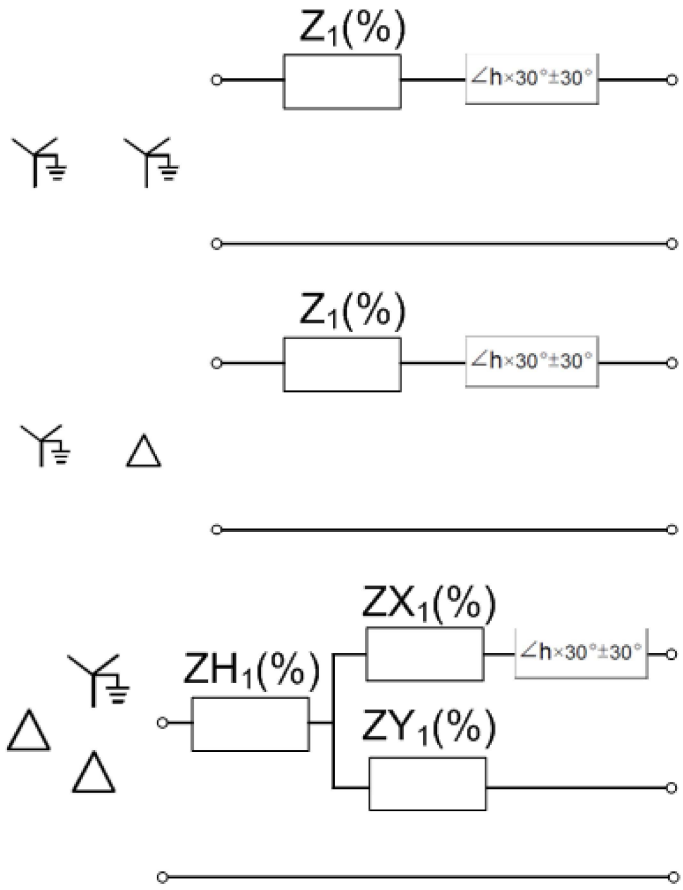


Figura 18. Modelos dos transformadores.

Tabela 4. Parâmetros dos transformadores.

Cerro Chato I						
Transformador	**Ligação**	**Potência (MVA)**	**Tensão (kV)**	**R(%)**	**X(%)**	**X/R pu**
AT/MT	Y_g - Y_g	35	230 / 34,5	0,36	9,19	25,8
MT/BT (2L-VSC)	Y_g - Δ	2,3	34,5 / 0,69	0,71	5,66	8,0
MT/BT (TUPF)	Δ-Δ-Y_g	2,3 (1,15)	34,5 / 0,69	0,71	5,66	8,0
Cruz Alta						
Transformador	**Ligação**	**Potência (MVA)**	**Tensão (kV)**	**R(%)**	**X(%)**	**X/R pu**
AT/MT	Y_g - Y_g	50	138 /34,5	0,53	17,49	33
MT/BT (2L-VSC)	Y_g - Δ	1,6	34,5 / 0,62	3,34	4,98	1,5
MT/BT (TUPF)	Δ-Δ-Y_g	1,6 (0,8)	34,5 / 0,62	3,34	4,98	1,5

No caso dos transformadores de 3 enrolamentos a resistência R(%) e a impedância X(%) correspondem à soma das impedâncias ZH_1 e ZX_1/ZY_1, considerando a distribuição equitativa de potência entre os dois enrolamentos de baixa tensão. Estes valores foram escolhidos de forma a se igualarem aos parâmetros dos transformadores dos conversores convencionais, os quais se encontram instalados no parque.

3.1.3 Modelo das linhas de transmissão

Todas as linhas de transmissão neste estudo são consideradas linhas longas, dadas as frequências de interesse, a mais longa delas medindo 171 km. Devido à falta de dados detalhados relativos ao diâmetro dos condutores, seu arranjo e geometria, assim como para os cabos para-raios, não foi possível utilizar a biblioteca do programa PTW, a partir da qual os cálculos de impedância das linhas de transmissão são feitos por meio da equação de Carson [125]. Portanto as linhas também são modeladas como equivalentes π (Figura 17). Para o parque Cerro Chato I, os parâmetros para o modelo das linhas foram obtidos por meio de um estudo apresentado em [126], no qual se empregou o modelo de Marti [127]. Para o parque Cruz Alta, as informações foram obtidas do diagrama de impedâncias fornecido pelo ONS para utilização com o programa ANAFAS, utilizado em análise de faltas simultâneas, o qual modela as linhas como equivalentes RL. A Tabela 5 sumariza os parâmetros assim obtidos para as linhas de transmissão consideradas nos estudos dos dois parques. As linhas pertencentes à rede básica são aquelas que não se ligam diretamente aos transformadores de saída dos parques.

3.1.4 Impedância equivalente de rede

A obtenção da impedância de rede baseou-se nos dados de linhas de transmissão, transforma-

dores de alta-tensão e, apenas para o parque Cerro Chato I, das principais cargas instaladas na vizinhança. A impedância equivalente é calculada a partir da barra de média tensão em 34,5 kV, em ambos os casos. Dados das cargas vizinhas ao parque Cruz Alta não foram obtidos.

Tabela 5. Parâmetros das linhas de transmissão.

Cerro Chato I				
Linha	**R_1 (Ω/km)**	**X_1 (Ω/km)**	**Xc_1 (MΩ/km)**	**Comprimento (km)**
Rede básica	0,093	0,722	0,327	52,3 – 171
Parque – Rede básica	0,108	0,478	0,290	24,5
Cruz Alta				
Linha	**R_1 (Ω/km)**	**X_1 (Ω/km)**	**Xc_1 (MΩ/km)**	**Comprimento (km)**
Rede básica	0,061	0,443	0,269	20 – 61
Parque – Rede básica	0,103 - 0,312	0,353 – 1,078	3,54 – 10,86	13,4 – 45

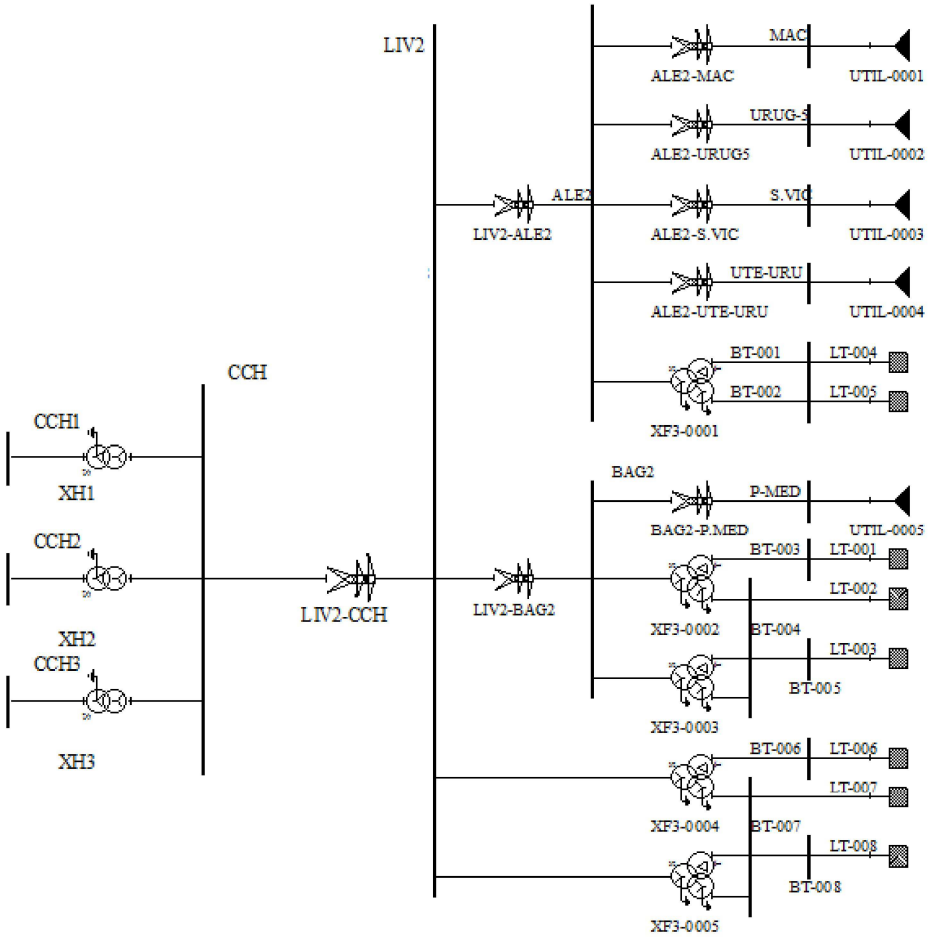


Figura 19. Rede básica modelada para a simulação do parque Cerro Chato I.

A Figura 19 e a Figura 20 mostram os diagramas utilizados no cálculo das impedâncias equivalentes de rede para cada parque. Os dados das linhas e transformadores constam das tabelas apresentadas nas seções 3.1.2 e 3.1.3. Para os transformadores e cargas da Figura 19 foram utilizados os dados apresentados em [126]. A partir da terceira vizinhança foram considerados os equivalentes de curto-circuito das barras, cujos valores são listados na Tabela 6. Na seção seguinte estes modelos serão utilizados para se calcular as impedâncias equivalentes, correntes harmônicas e distorções de tensão resultantes da utilização de conversores convencionais 2L-VSC ou conversores TUPF.

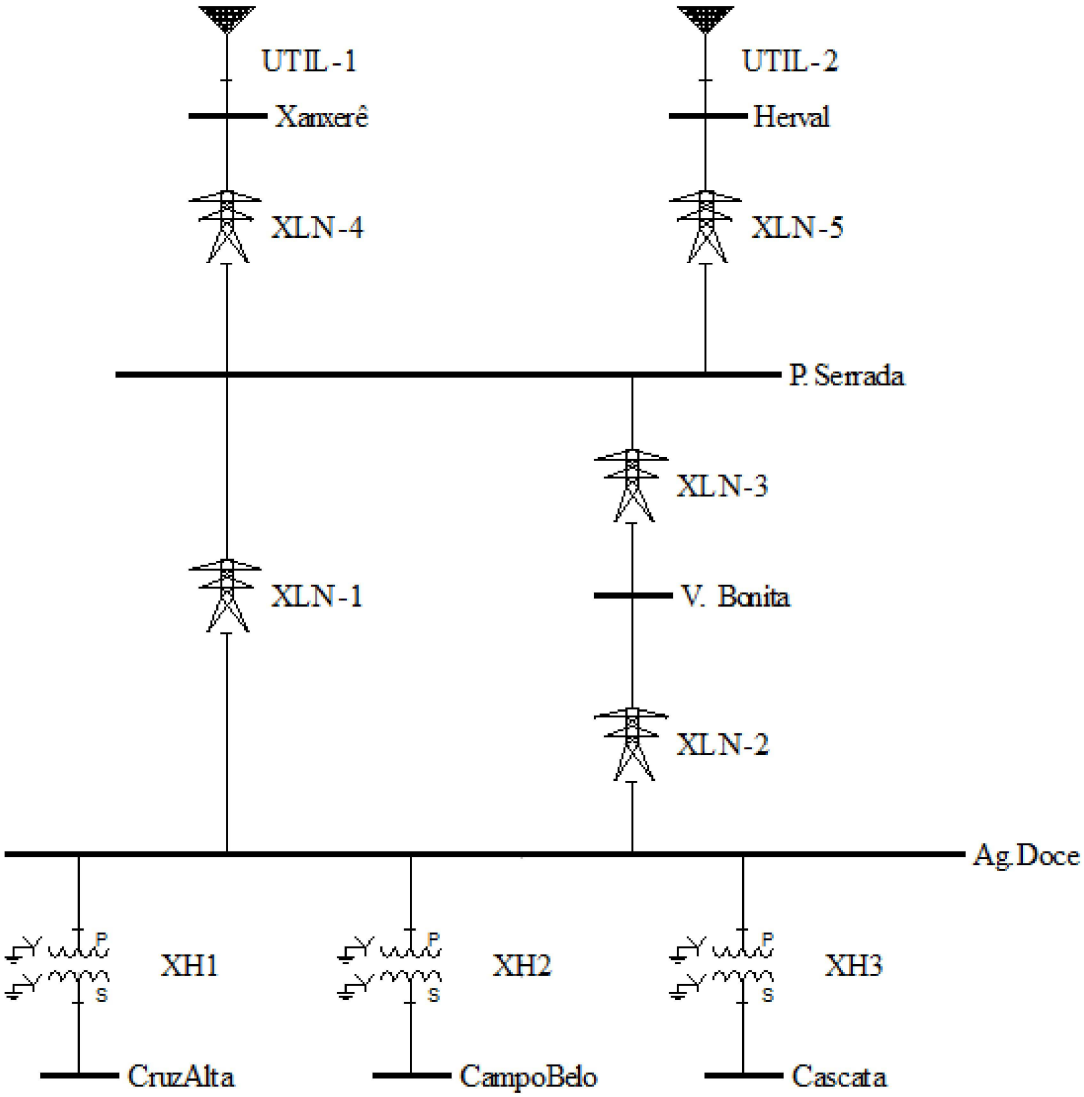


Figura 20. Rede básica modelada para a simulação do parque Cruz Alta.

Tabela 6. Características de curto-circuito trifásico das barras da rede básica.

Cerro Chato			
Barra	**Módulo**	**Ângulo**	**X/R**
Maçambará	1987,7 MVA	-88,3°2°	34,02
Uruguaiana 5	2543,8 MVA	-89,49°	111,93
S. Vicente	1412,5 MVA	-88,32°	34,08
UTE Urug.	2827,5 MVA	-88,09°	30,05
P. Médice	4539,8 MVA	-88,60°	40,97
Cruz Alta			
Barra	**Módulo**	**Ângulo**	**X/R**
Xanxerê	3686,7 MVA	-81,21°	6,47
Herval	2401,0 MVA	-74,40°	3,58

3.1.5 Modelos dos conversores para estudos de análise em frequência

3.1.5.1 Modelos baseados em impedância com malhas de controle

Em estudos de fluxo de potência é comum a representação de conversores estáticos de potência como fontes de corrente independentes, embora seja reconhecido que as predições de distorções harmônicas de tensão resultantes desta abordagem sejam excessivas [24]. Diversos autores propõem o uso de modelos equivalentes Thévenin ou Norton como os da Figura 15, com inclusão da impedância ou admitância de saída do conversor (Z_{TH} e Y_N, respectivamente). Apesar de ambos os modelos serem intercambiáveis, o modelo Norton geralmente é favorecido por facilitar o emprego de técnicas simples de verificação de estabilidade, como o Critério de Nyquist [128]–[130].

Em trabalhos anteriores [116], equivalentes de Thévenin foram utilizados de forma a se obter as distorções de corrente no PAC introduzidas pelos AGs a partir dos espectros harmônicos das tensões sintetizadas, uma vez que harmônicos gerados por conversores do tipo fonte de tensão são dependentes da tensão fundamental sintetizada, não da produção de energia [131]. Além disso, o modelo ajuda a explicitar sua dependência com o método de modulação [104] e com a topologia [53]. Posteriormente, elementos do controle do conversor foram agregados ao modelo [132], uma vez que diversos estudos sugerem que efeito sobre as ressonâncias não podem ser desprezados [133]–[137].

Estes trabalhos, dentre diversos outros, propõem uma abordagem baseada em impedância, que introduz uma característica de variação com a frequência nas impedâncias dos circuitos equivalentes da Figura 15 que seja representativa do comportamento das malhas de controle do conversor. Uma vez que estas malhas de controle são usualmente implementadas no referencial síncrono dq, bem

como as malhas de sincronismo, é necessário converter estes sistemas para o domínio das componentes de sequência, no qual o restante do sistema sob estudo é geralmente modelado. O uso de modelos no referencial de sequência é preferido devido fato de os circuitos de sequência positiva e negativa serem frequentemente desacoplados, o que permite a realização das análises para apenas uma das duas sequências.

Muitas das técnicas são baseadas em funções de transferência complexas, para sistemas simétricos, ou matrizes de transferência complexas, para sistemas assimétricos [138]. Assumindo-se que o sistema é linear e invariante no tempo no referencial dq, uma transformação linear é aplicada à matriz de admitâncias $Y_{dq}(s)$ para a obtenção da matriz de admitâncias $Y_{pn}(s)$, conforme as equações (3) e (4).

$$Y_{pn}(s) = A_z Y_{dq}(s) A_z^{-1}, \quad onde\ Y_{dq} = \begin{bmatrix} Y_{dd} & Y_{dq} \\ Y_{qd} & Y_{qq} \end{bmatrix}\ e\ Y_{pn} = \begin{bmatrix} Y_{pp} & Y_{pn} \\ Y_{np} & Y_{nn} \end{bmatrix} \tag{3}$$

$$A_z = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -j \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \tag{4}$$

As admitâncias de Y_{pn} estão no chamado domínio de sequência modificado, no qual as componentes de sequência positiva e negativa estão em frequências diferentes. Se o sistema tem impedâncias equilibradas e é simétrico no domínio dq, o sistema é denominado *mirror frequency decoupled* (MFD) e, como consequência, $Y_{dq} = Y_{qd} = 0$ e $Y_{pn} = Y_{np} = 0$. Além disso, as componentes nas diagonais das matrizes em (3) são iguais. Em um sistema MFD não há diferença entre as impedâncias de sequência modificadas e as originais [139].

No entanto, elementos como o controle de tensão do barramento c.c. e rotinas de sincronismo *phase-locked loop* (PLL) inserem assimetrias no referencial dq e resultam em acoplamentos na frequência das componentes. Sendo assim, as impedâncias de $Y_{pn}(s)$ precisam ser transpostas à frequência da componente de sequência positiva real, fazendo-se a substituição $s \rightarrow s - j\omega_1$ em (3), onde ω_1 é a frequência fundamental [140]. A diferença nas impedâncias dos diferentes modelos tem influência nos estudos de estabilidade; porém, quanto mais precisa a estimação dos parâmetros, menores os erros.

A Figura 21 detalha a obtenção dos modelos Norton dos conversores. Para o conversor TUPF apenas o circuito de saída de uma das pontes está representado. Na figura, L é o indutor de saída do conversor, LT é a indutância de dispersão do lado de baixa do transformador BT / MT e C é a capacitância do filtro do conversor 2L-VSC. VH é a tensão sintetizada nos terminais dos conversores e IH a corrente de saída do conversor. A admitância em malha fechada Ycl incorpora controladores de corrente PI com seus desacoplamentos, o atraso do modulador e o PLL. O modelo dos PCSs comporta-

se como uma fonte de corrente harmônica para baixas frequências e como uma indutância para frequências mais altas. A inclusão da dinâmica de controle modifica Y_{cl} abaixo da faixa de passagem do controle. Na faixa de frequências mais altas, na qual as ressonâncias são normalmente observadas, o TUPF tende a um circuito aberto, ao contrário do modelo 2L-VSC. Neste último, a capacitância do filtro é incluída e contribui para as ressonâncias em série e paralela. Consequentemente, espera-se que os conversores TUPF tenham uma influência mais favorável nas características de ressonância do que o 2L-VSC. Estas observações serão retomadas nas seções de estudo de caso. O modelo equivalente do conversor 2L-VSC foi obtido de acordo com a metodologia descrita em [140]. Nos circuitos da Figura 21, a planta ($Y_p(s)$) é a admitância do indutor do lado do conversor, L. Escrevem-se as matrizes de controle ($G_c(s)$), com atrasos ($G_{del}(s)$), e calcula-se a matriz de ganho em malha aberta $T(s) = G_c(s)G_{del}(s)Y_p(s)$. A matriz de admitâncias é então calculada fechando-se a malha, com $Y_{cl}(s) = \frac{Y_p(s)}{1+T(s)}$. Um *script* detalhando o cálculo destas matrizes foi incluído no Anexo.

O módulo da admitância equivalente de malha fechada de sequência positiva e sequência negativa é mostrado na Figura 22, juntamente com a componente Y_{dd} do referencial síncrono. Na Figura 23 vê-se os ângulos dessas admitâncias, sendo possível observar que não só as componentes de sequência positiva e negativa são distintas, como também a diferença entre a componente de sequência positiva e a de eixo d. A divergência é maior nas curvas de ângulo. Estes resultados corroboram a significância do efeito da modelagem sobre os resultados de análise de varredura em frequência e serão utilizados nos cálculos apresentados nas seções a seguir. Resultados semelhantes são obtidos para os conversores TUPF.

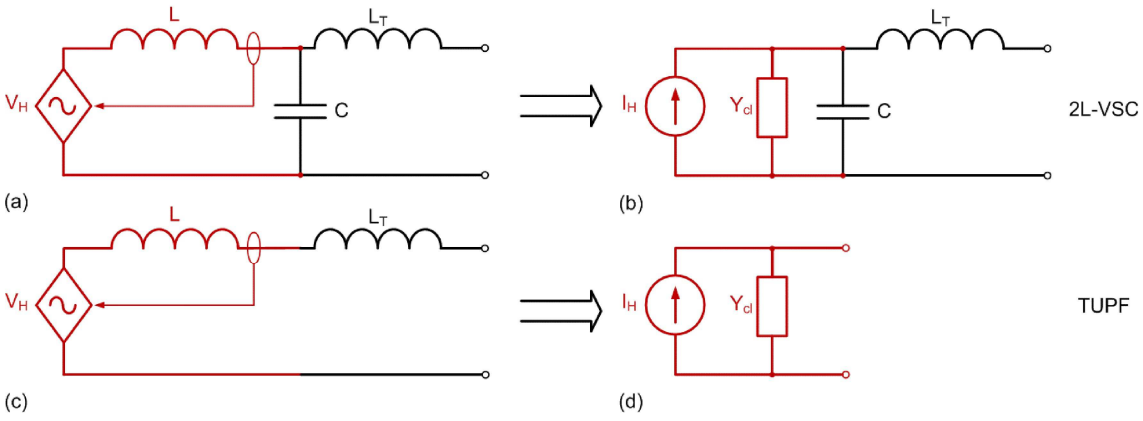


Figura 21. Representação da obtenção dos modelos Norton dos conversores: (a) Conversor, filtro de saída e medição de corrente 2L-VSC (b) Equivalente Norton 2L-VSC (c) Conversor, filtro de saída e medição de corrente TUPF (d) Equivalente Norton TUPF.

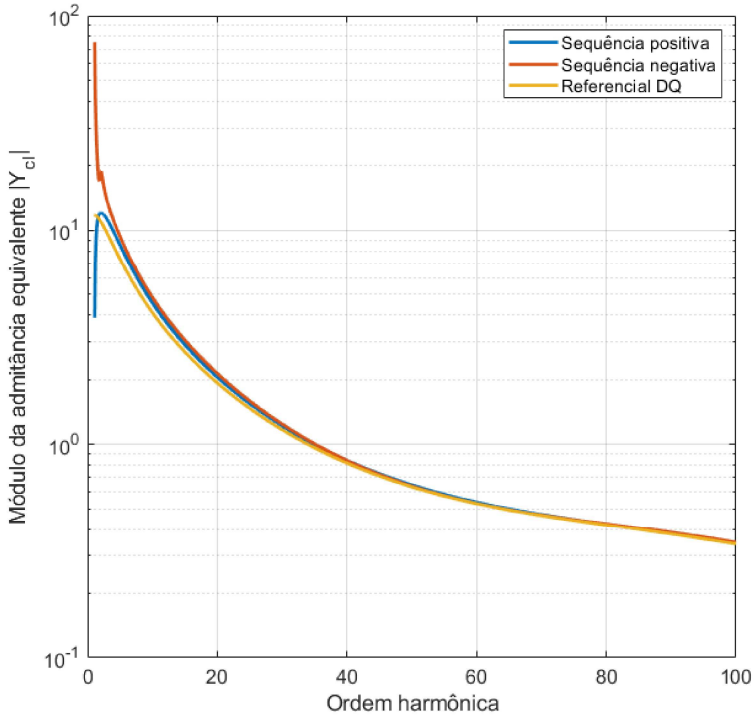


Figura 22. Módulo da admitâncias de malha fechada Y_{cl} do conversor 2L-VSC no referencial de sequência e no referencial DQ (componente Y_{dd}).

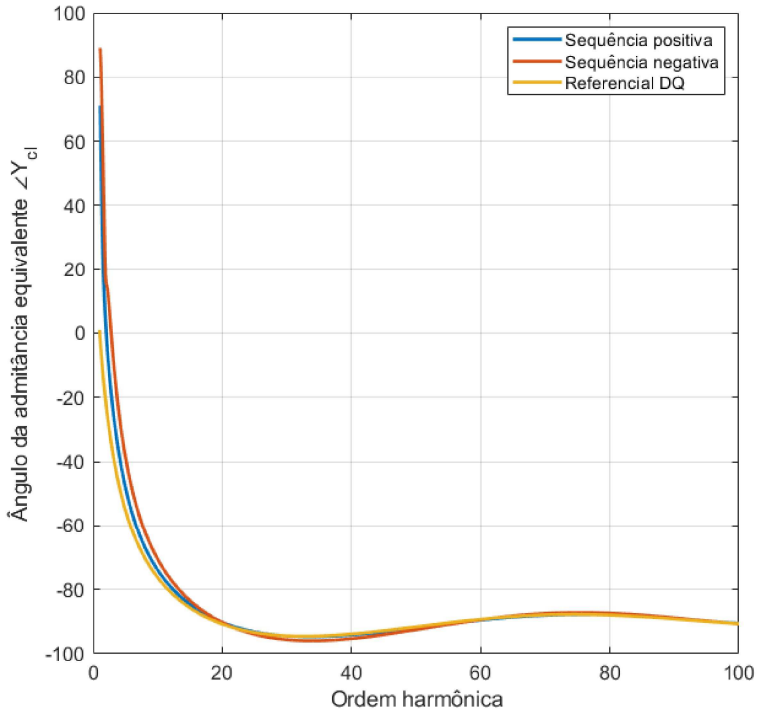


Figura 23. Ângulo da admitâncias de malha fechada Y_{cl} do conversor 2L-VSC no referencial de sequência e no referencial DQ (componente Y_{dd}).

3.1.5.2 Modelos numéricos obtidos a partir da resposta em frequência

Com o intuito de se utilizar os modelos obtidos na seção 3.1.5.1 em *softwares* de análise de SEP, foi elaborada uma metodologia que permite converter as admitâncias Y_{cl} em equivalentes numéricos que utilizam elementos resistivos, indutivos e capacitivos para obter a mesma resposta em frequência. A resposta em frequência correspondente às admitâncias é escrita como pares $(\omega, |Y|\angle Y)$ e aplicada a um algoritmo de estimação de função de transferência, como o descrito em [141], que resolve o problema não-linear de mínimos quadrados descrito pela equação (5) utilizando métodos de otimização. Mais detalhes sobre o método são apresentados no Anexo.

$$\underset{D,N}{\text{MIN}} \sum_{k=1}^{\omega_{max}} \left| \frac{1}{D(\omega_k)} \left(D(\omega_k) y(\omega_k) - N(\omega_k) u(\omega_k) \right) \right|^2 \tag{5}$$

onde y e u são a saída (admitância) e a entrada (vetor de frequências) do modelo, D e N são o denominador e numerador do polinômio (função de transferência) que soluciona o modelo saída-erro e ω_{max} a maior frequência do conjunto de dados fornecido.

Conhecendo-se a função de transferência correspondente, seus polos podem ser calculados e representados em um programa de solução numérica por indutores, capacitores e resistores. Como a função de transferência obtida é qualquer, sem significado físico, raízes complexas podem ocorrer. De forma a contornar esse problema, a função obtida é decomposta em frações parciais e os polos obtidos são tomados aos pares, de forma a se obter parcelas com denominadores de segunda ordem com coeficientes reais, conforme explicitado em (6). Nesta equação, $p_2 = \text{conj}(p_1)$ e $p_4 = \text{conj}(p_3)$, produzindo denominadores reais de segunda ordem. Foi determinado, por inspeção, que uma função de transferência com denominador de ordem 4 é suficiente para ajustar as curvas de admitância dos conversores com mais de 98% de aderência aos dados. Devido à necessidade de se combinar as raízes complexas, o ajuste descrito pela equação (5) sempre deve ser feito supondo-se um número par de polos.

$$Y_{cl}(j\omega) \rightarrow \frac{N(s)}{D(s)} = \left(\frac{r_1}{s - p_1} + \frac{r_2}{s - p_2} \right) + \left(\frac{r_3}{s - p_3} + \frac{r_4}{s - p_4} \right), \tag{6}$$

$$Y_{cl}(s) = Y_1(s) + Y_2(s) \tag{7}$$

A equação (7) estabelece que $Y_{cl}(s)$ pode ser reescrita como a soma de duas funções de transferência de segunda ordem semelhantes à admitância de ramos RLC série com uma resistência em paralelo à

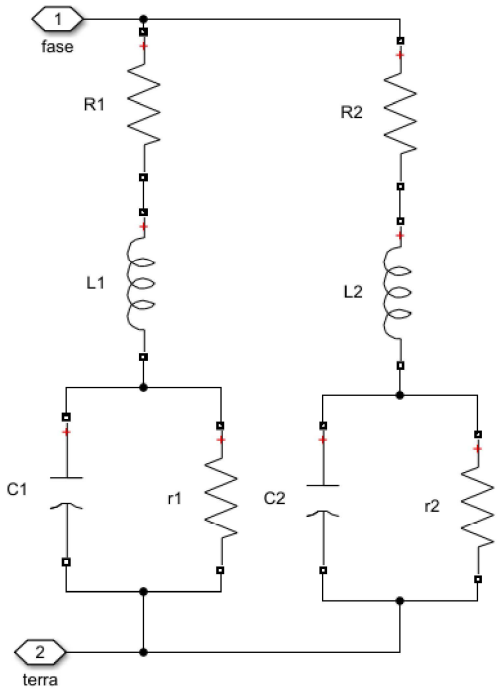


Figura 24. Representação numérica do conversor com elementos RLCr.

capacitância. Este arranjo é ilustrado na Figura 24 e sua admitância é descrita pela função de transferência da equação (8). O mesmo circuito e equações permitem a modelagem de conversores 2L-VSC e TUPF, com variações apenas nos valores dos parâmetros. Estes podem assumir valores positivos ou negativos, o que não impede seu uso na solução numérica de circuitos elétricos [142]. O uso de impedâncias negativas na representação de elementos de controle em programas de análise de SEP já foi reportado anteriormente [143].

$$Y_{cl}(s) = \frac{C_1 r_1 s + 1}{L_1 C_1 r_1 s^2 + (L_1 + C_1 R_1 r_1)s + R_1 + r_1} + \frac{C_2 r_2 s + 1}{L_2 C_2 r_2 s^2 + (L_2 + C_2 R_2 r_2)s + R_2 + r_2} \quad (8)$$

A Figura 25 mostra as curvas de módulo e ângulo da admitância equivalente do conversor 2L-VSC calculada segundo o método da seção 3.1.5.1, em comparação com a aproximação via equivalente numérico. A Figura 26 reproduz os mesmos resultados para o conversor TUPF. O ajuste das curvas é 98,4% exato para o 2L-VSC e 99,2% para o TUPF.

O erro percentual é maior para as curvas de ângulo, chegando a 6,2% no caso do conversor 2L-VSC e a 2,7% para o TUPF, em frequências de alta ordem. Os erros no módulo das admitâncias são menores do que 0,1%. Como as ressonâncias são identificadas por meio dos picos de magnitude, acompanhados por descontinuidades nas curvas de ângulo, espera-se que estes pequenos desvios não

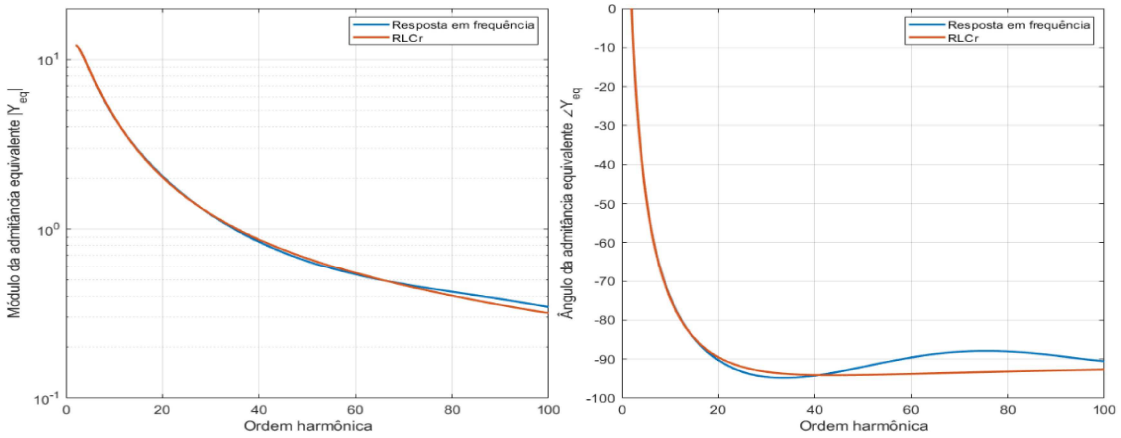


Figura 25. Admitância calculada e aproximação numérica para o conversor 2L-VSC.

tenham impacto pronunciado nas análises. Os modelos desenvolvidos nesta seção e na anterior podem ser utilizados junto a ambos os métodos de identificação de ressonâncias que serão descritos nas seções a seguir.

Os modelos numéricos dos conversores foram incorporados a uma simulação para cálculo de fluxo de potência no MATLAB/Simulink para verificação. A Figura 27 mostra o circuito completo do aerogerador, com o ramo capacitivo do filtro de saída (C_f), a impedância de dispersão do transformador elevador (Zt) e os elementos de amortecimento do filtro, o indutor Lsh e o resistor R. A Figura 28 ilustra a conexão dos modelos RLCr de cada ponte do conversor TUPF ao transformador de três enrolamentos. As impedâncias de fase de cada um destes circuitos foram calculadas e comparadas às obtidas por meio do programa de análise harmônica PTW, no qual os conversores foram modelados como fontes de corrente constantes. Os resultados destas comparações para ambos os conversores estão mostrados na Figura 29.

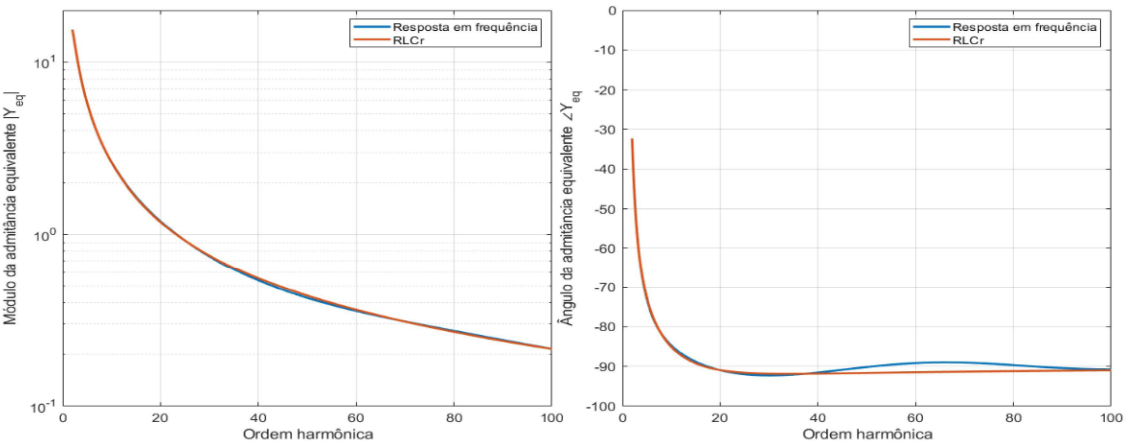


Figura 26. Admitância calculada e aproximação numérica para o conversor TUPF.

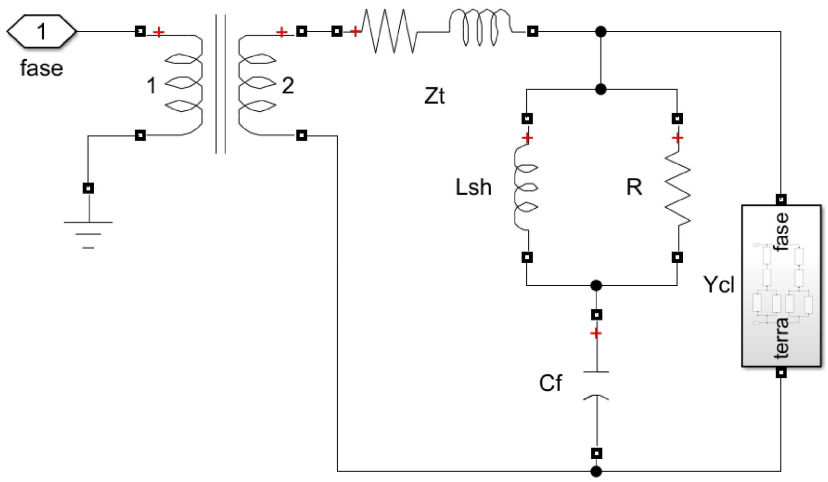


Figura 27. Representação do AG com equivalente numérico do conversor 2L-VSC.

Os modelos do conversor TUPF, cuja resposta é predominantemente indutiva, têm boa correlação. Já os do conversor 2L-VSC divergem ligeiramente em relação à frequência de ressonância e fortemente em relação ao pico da magnitude de impedância. A maior ou menor atenuação dos picos de ressonância paralela está muito associada aos ajustes de ganho dos controladores do conversor [135].

A mesma metodologia pode ser aplicada na simplificação de outras redes, como, por exemplo, as impedâncias equivalentes da rede básica à qual o parque está conectado. Neste caso, o circuito é aproximado pela soma de grupos RLC em paralelo, com uma resistência em série com a indutância, como mostra a Figura 30. A Figura 31 mostra a comparação entre o resultado obtido com este modelo para a impedância equivalente de rede do parque Cerro Chato I e aquele apresentado na seção 3.1.4. A adequação da interpolação da curva é de 96,9%, fator que poderia ser melhorado com a introdução de mais seções RLC, isto é, mais polos na função de transferência utilizada na estimação da resposta em frequência.

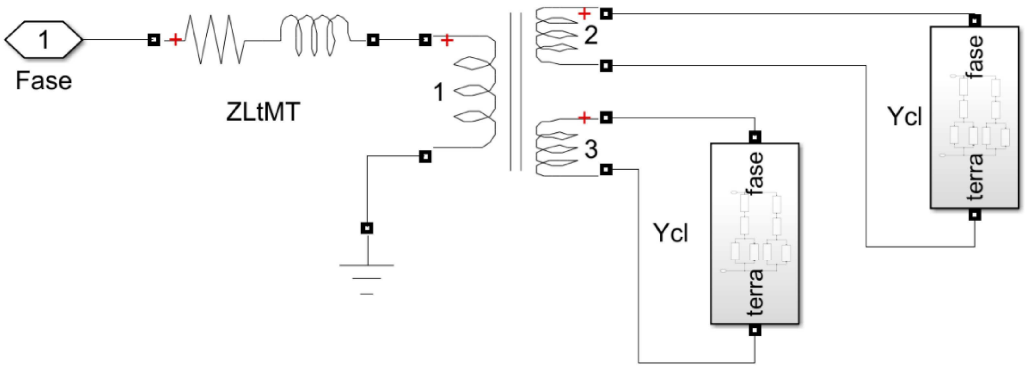


Figura 28. Representação do AG com equivalente numérico do conversor TUPF.

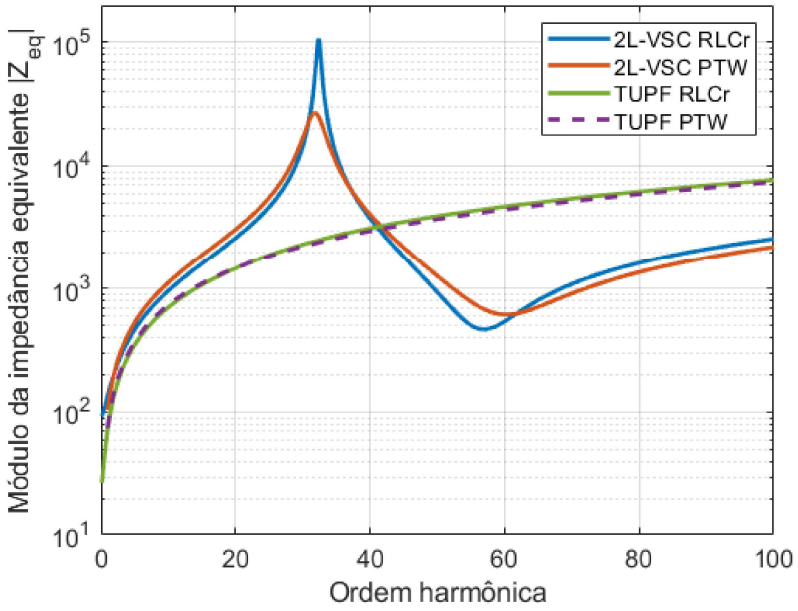


Figura 29. Impedância equivalente nos terminais do AG com conversor 2L-VSC e TUPF.

A utilidade desta modelagem é possibilitar a introdução de um modelo mais realista de impedância de rede em ambientes de simulação que não dispõem dos mesmos recursos que um *software* especializado em estudos para sistemas de potência. Conforme visto na seção 3.1.4, esta informação tem impacto sobre os resultados que se obtém quando a rede é aproximada por um circuito puramente resistivo-indutivo.

É importante enfatizar que a seleção da estrutura RLC utilizada para as representações da rede básica e dos conversores não é a única, podendo haver outras possibilidades para a aproximação das funções de transferência reais. Além disso, apesar de se ter usado do conhecimento da característica predominantemente resistiva-indutiva da admitância da rede, os resistores, indutores e capacitores calculados nestes modelos numéricos não guardam nenhuma correlação com os seus correspondentes físicos, não sendo cabíveis comparações entre seus valores e parâmetros reais dos parques.

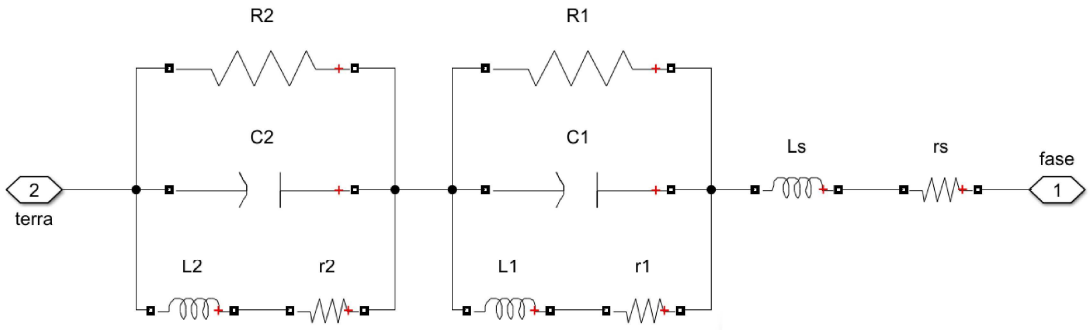


Figura 30. Circuito RLCr equivalente para representação da rede básica.

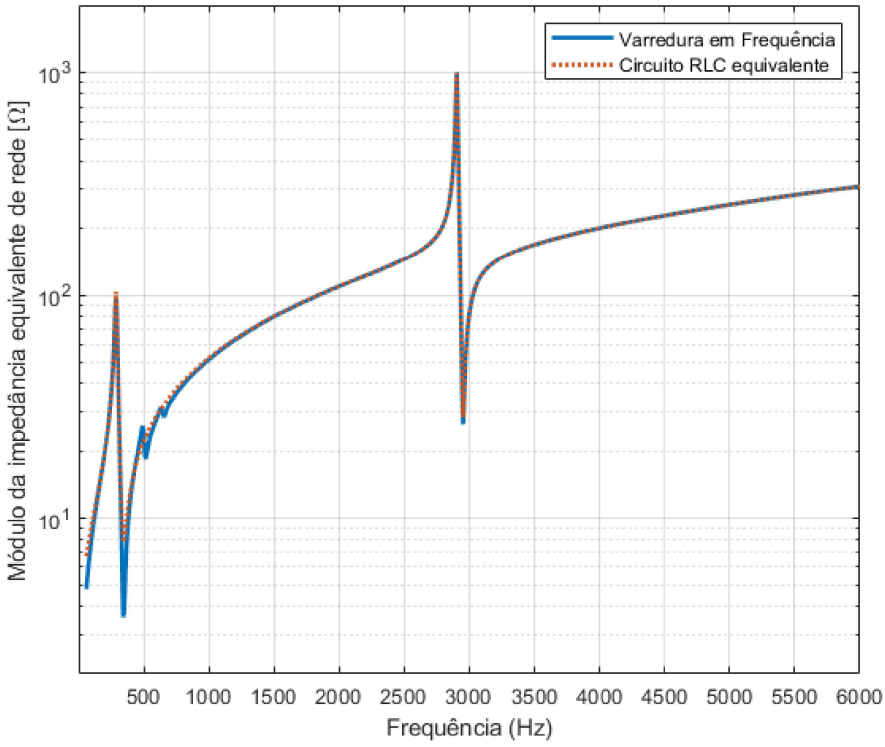


Figura 31. Impedância equivalente da rede básica calculada com PTW e via aproximação numérica.

3.2 Métodos de identificação de ressonâncias

3.2.1 Varredura em frequência

A varredura em frequência é um dos métodos utilizados na obtenção da resposta em frequência de uma rede a partir de um nó ou barramento. Uma corrente senoidal de amplitude um p.u. é injetada no barramento em uma faixa de frequências e a resposta de tensão é calculada. Consiste essencialmente na solução da equação (9) para cada nó do sistema, onde V_f e I_f são a tensão e corrente calculadas na frequência f e Y_f é a matriz de admitâncias de barra.

$$V_f = Y_f^{-1} I_f \tag{9}$$

O método pode ser aplicado em componentes de fase ou sequência, neste último caso podendo ser avaliadas as respostas de sequência positiva ou sequência zero [144]. Na literatura, este é o método mais frequentemente empregado nos estudos de ressonância em parques eólicos [145]. Também é um dos principais métodos empregados nos programas mais comuns de estudos de harmônicos em sistemas elétricos [146].

Apesar da sua simplicidade e efetividade em revelar a possibilidade de ocorrência de ressonância em um dado sistema, a varredura em frequência não permite identificar a causa do problema, uma vez que as curvas de impedância calculadas para cada barra podem ser diferentes e ressonâncias podem ou não ficar evidentes [147], [148]. Por este motivo a Análise Modal ou *Harmonic Resonance Mode Analysis* (HRMA) tem sido cada vez mais empregada na identificação de ressonâncias em parques eólicos [149]. Esta técnica é descrita na seção a seguir.

3.2.2 Análise modal

A técnica de identificação de ressonâncias conhecida como análise modal, originalmente descrita em [150], foi desenvolvida para superar as deficiências da varredura em frequência e consiste basicamente em determinar se a matriz de admitâncias Y_f do sistema se aproxima da singularidade para uma dada frequência. A matriz é singular se um de seus autovalores é zero. Nesta situação uma elevada tensão resulta da aplicação de uma pequena corrente I_f em algum dos nós, o que corresponde a uma ressonância paralela.

Para que seja possível associar a ressonância assim identificada com uma barra específica da matriz, as equações do sistema dadas por (9) são reescritas no chamado domínio modal, em que as tensões e correntes modais de cada barra são independentes entre si. Para isso é feita a decomposição espectral da matriz Y, conforme mostra a equação (10),

$$[Y] = [L][\Lambda]^{-1}[T], com\ [L] = [T]^{-1} \tag{10}$$

onde [Λ] é a matriz diagonal dos autovalores de [Y] e [L] e [T] são as matrizes dos autovetores esquerdos e direitos, respectivamente. O subscrito "f" foi omitido para maior clareza. Substituindo-se (10) em (9) e rearranjando os termos, obtêm-se as equações (11)-(13).

$$[V] = [L][\Lambda]^{-1}[T][I] \tag{11}$$

$$[T][V] = [\Lambda]^{-1}[T][I] \tag{12}$$

$$[U] = [\Lambda]^{-1}[J] \tag{13}$$

As matrizes [U] e [J] são, portanto, as matrizes de tensões e correntes modais. Como [Λ] é diagonal e cada elemento não nulo que correlaciona uma tensão e uma corrente, como explicita a equação (14), tem-se que o inverso de cada autovalor corresponde a uma impedância modal Z_m, dada pela equação (15).

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_1^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \lambda_n^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_1 \\ J_2 \\ \vdots \\ J_n \end{bmatrix} \tag{14}$$

$$Z_m = \frac{1}{\lambda_n} \tag{15}$$

Calculando-se os autovalores de Y e identificando-se os de menor módulo, localizam-se os chamados autovalores críticos, aos quais os modos críticos estão associados. Estes são os modos relacionados às ressonâncias. A definição de "menores" é vaga e a correspondência dos modos às ressonâncias pode ser avaliada por inspeção plotando-se as curvas de Z_m em função da frequência e observando-se os picos de impedância. As frequências nas quais estes picos ocorrem são consideradas as frequências "reais" de ressonância.

Supondo um caso em que o modo crítico é o modo 1, a corrente modal é calculada de acordo com a equação (16), uma projeção das correntes das barras, cujas contribuições para a corrente modal são ponderadas pelos autovalores direitos. Quanto maior o autovetor crítico, maior será a contribuição de uma determinada barra para a corrente modal crítica e, portanto, para a ressonância. Já as tensões dos nós, aproximadas pela equação (17), são dadas por uma ponderação da tensão modal U_1 pelos autovetores esquerdos.

$$J_1 = T_{11}I_1 + T_{12}I_1 + \cdots + T_{1n}I_n \tag{16}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} L_{11} \\ L_{21} \\ \vdots \\ L_{n1} \end{bmatrix} U_1 \tag{17}$$

Posto de outra forma, o autovetor crítico direito caracteriza a excitabilidade do modo e o autovetor crítico esquerdo caracteriza sua observabilidade. A excitabilidade pode ser correlacionada com a controlabilidade e as barras com maior controlabilidade são reconhecidas como os melhores pontos para o emprego de ações para cancelamento de harmônicos, como por exemplo a introdução de filtros.

De forma a sintetizar as informações de controlabilidade e observabilidade é definido o fator de participação (*participation factor*, PF)de cada barra para os modos críticos, de acordo com a equação (18), onde m é o modo crítico e b a barra de interesse. Quanto maior for o fator de participação, maior a contribuição de uma determinada barra a um determinado modo de ressonância.

$$PF_{bm} = L_{bm}T_{mb} \tag{18}$$

A técnica de análise modal é primariamente empregada na literatura para a determinação de ressonâncias paralelas. A obtenção de uma solução análoga para a ressonância série implica na solução da equação (9) em que a matriz de admitâncias de barra Y_f é substituída pela matriz de impedâncias de malha, Z_{loop} [151] ou em alguns casos uma matriz de admitâncias correspondente Y_{loop} [152]. Os trabalhos encontrados na literatura que empregam a análise modal em ressonâncias série apresentam problemas quanto à precisão e reprodutibilidade dos resultados, fato observado por outros autores [153]. Desta forma, a correta determinação da matriz de impedâncias mostra-se imprescindível. O procedimento adotado para seu cálculo é descrito na seção a seguir.

3.2.2.1 Determinação da matriz Z_{loop} por meio de grafos

Uma maneira de se obter simultaneamente as matrizes de admitância de barra Y_{bus} e de impedância de malha Z_{loop}, para um dado sistema é a utilização de grafos. Um grafo orientado permite codificar as informações da interconexão dos elementos de uma rede ou um circuito e associá-las às suas características elétricas, permitindo a solução computacional das equações de barra ou malha. As características elétricas do sistema são dadas pela sua matriz primitiva de impedâncias, z, e as características de interconexão são descritas pelas matrizes de incidência. A formação destas matrizes e seu uso no cálculo de Z_{loop} são baseados em [154] e serão explicados por meio de um exemplo baseado em um sistema de 4 aerogeradores. Sua representação por circuito unifilar é dada na Figura 32, onde Lc e Cc são os parâmetros dos cabos que interconectam os AGs, Z_N é a impedância equivalente do conversor e Z_g a impedância equivalente da rede. As fontes foram omitidas.

As barras são numeradas de 1 a 5 e equivalem aos nós do grafo, juntamente com o nó de terra. Agregando-se os elementos *shunt* em uma única impedância, com a exceção de Z_g, obtém-se 10 elementos e há duas possibilidades para a construção do grafo, dependendo da escolha dos ramos que formam sua árvore. Na Figura 33(a), os ramos são os elementos entre as barras mais a impedância de rede, indicados pelo traço mais espesso; já na Figura 33(b), os ramos são os elementos que conectam as barras ao terra e mais a impedância de rede. Os elementos marcados com traços menos espessos, que fecham as malhas, são os *links*. Ambos os grafos têm seis nós (n = 6), dez elementos (e = 10), cinco ramos (b = 5) e cinco links (l = 4).

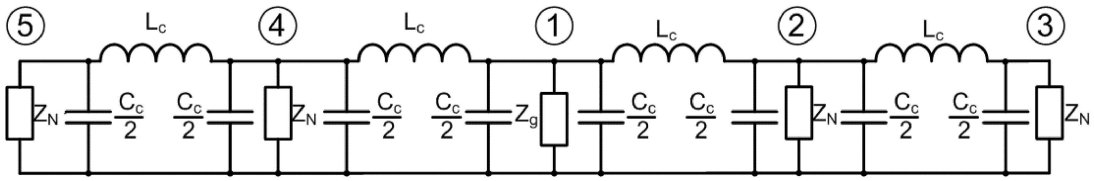


Figura 32. Circuito equivalente de um parque com 4 AGs.

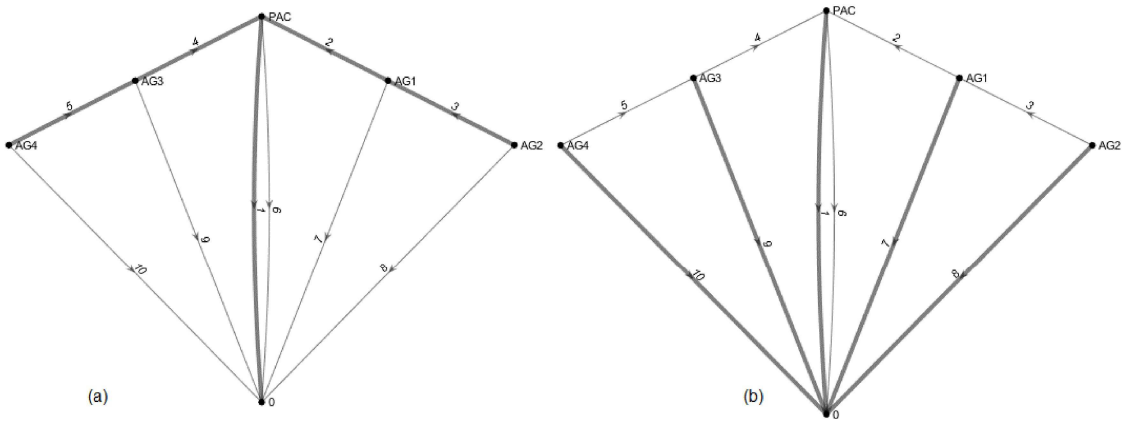


Figura 33. Representação da conexão de aerogeradores com grafos: (a) opção a (b) opção b.

Uma vez estabelecidos e numerados os nós, a direção (arbitrária) dos ramos e dos links e, por conseguinte, a direção das correntes de malha, são construídas as matrizes primitivas e de incidência, que contêm, respectivamente, as impedâncias e admitâncias dos ramos e *links* e as informações de interconexão entre eles.

Separando-se a impedância de rede Z_g dos ramos capacitivos dos cabos que conectam os AGs ao PAC, garante-se que o número de *links* é igual ao número de ramos, fazendo o número de equações de malha ser igual ao número de equações de nó. A opção (a) de representação do sistema em forma de grafos faz com que todas as correntes de *loop* circulem pela impedância de rede, enquanto que a opção (b) faz com que os *loops* tenham menor sobreposição uns com os outros. A escolha relativa à construção do grafo não tem impacto sobre a matriz Y_{bus}, mas tem reflexo no condicionamento da matriz Z_{loop}. Será visto adiante que, para a estrutura de um parque eólico, a opção (b) apresenta algumas vantagens na identificação dos modos críticos de ressonância série.

A matriz primitiva $\|z\|$ é uma matriz diagonal quadrada de dimensão e×e que contém as impedâncias próprias dos elementos do grafo, como mostra a equação (19). Impedâncias mútuas, se existirem, são acrescentadas onde apropriado. Sua inversa é a matriz primitiva $\|y\|$ de admitâncias.

$$z = \begin{bmatrix} Z_{1,1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_{2,2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_{3,3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z_{e,e} \end{bmatrix} \tag{19}$$

A matriz de incidência elemento-nó, $\|A\|$, tem dimensão e×b e seus elementos assumem os valores 1, -1 e 0 conforme definido em (20):

$$a_{ij}\begin{cases}1, & \text{SE O ELEMENTO I INCIDE E É ORIENTADO NA DIREÇÃO OPOSTA AO NÓ J}\\ -1, & \text{SE O ELEMENTO I INCIDE E É ORIENTADO NA DIREÇÃO DO NÓ J}\\ 0, & \text{SE O ELEMENTO I NÃO INCIDE NO NÓ J}\end{cases} \quad (20)$$

A matriz de incidência de malha, $\|C\|$, tem dimensão b×l e seus elementos assumem os valores 1, -1 e 0 conforme a estabelecido em (21):

$$c_{ij}\begin{cases}1, & \text{SE O ELEMENTO I INCIDE E É ORIENTADO NA MESMA DIREÇÃO DO LOOP J}\\ -1, & \text{SE O ELEMENTO I INCIDE E É ORIENTADO NA DIREÇÃO OPOSTA AO LOOP J}\\ 0, & \text{SE O ELEMENTO I NÃO INCIDE NO LOOP J}\end{cases} \quad (21)$$

Alternativamente, a matriz $\|C\|$ pode ser construída a partir de $\|A\|$. Criando-se duas submatrizes $\|A_B\|$ e $\|A_L\|$, de tal forma que a primeira contém as b primeiras linhas de $\|A\|$ e a segunda as l últimas linhas de $\|A\|$, emprega-se a equação (22) para se calcular $\|C\|$, onde o superscrito ^{T} indica a transposição da matriz e $I_{(l\times l)}$ indica uma matriz identidade quadrada de dimensão l. A matriz $\|C\|$ tem dimensão e×l. Com as matrizes $\|z\|$, $\|y\|$, $\|A\|$ e $\|C\|$, Y_{bus} e Z_{loop} são calculadas de acordo com as equações (23) e (24), respectivamente. Como $\|A\|$ e $\|C\|$ são matrizes singulares, as equações (23) e (24) são transformações singulares de $\|z\|$ e $\|y\|$.

$$C = \begin{bmatrix}(-A_L * A_B^{-1})^T \\ I_{(l\times l)}\end{bmatrix} \quad (22)$$

$$Y_{bus} = A^T * y * A \quad (23)$$

$$Z_{loop} = C^T * z * C \quad (24)$$

Para ambos os grafos da Figura 33, a transformação de y para Y_{bus} apresenta os mesmos resultados. Para z, no entanto, há uma distinção. A Figura 34 mostra os elementos não nulos de Z_{loop} para os grafos a e b. Observa-se que se utilizando o grafo b, a matriz de impedâncias de malha é esparsa, assemelhando-se à matriz Y_{bus}. A matriz Z_{loop} para o caso b também é melhor condicionada, como pode ser deduzido a partir das informações da Tabela 7.

A tabela mostra os autovalores críticos, isto é, os de menor módulo (e parte real), da matriz de impedâncias de malha para os dois arranjos de grafo. O modo crítico é aquele que apresenta menor autovalor crítico. Para o caso exemplo, o modo crítico é o modo 2, informação obtida igualmente de ambas as formas de cálculo. No entanto, a definição de "menor" autovalor é um tanto arbitrária e quanto mais diferenciado for o menor autovalor crítico dos demais, mais facilmente o modo crítico poderá ser identificado. No caso do exemplo, esta situação é favorecida pelo uso do grafo tipo (b). Isto é evidenciado pela razão entre o maior e menor autovalores dados na tabela, fator também chamado de número de condição. Seja considerando-se o valor absoluto do autovalor ou sua parte real, a

solução b apresenta maior número de condição, o que é mais favorável à análise modal das ressonâncias série.

Tabela 7. Autovalores críticos e números de condição para o sistema de 4 AGs utilizando os grafos tipo a e tipo b.

	Grafo a		Grafo b	
Autovalores	Valor absoluto	Parte real	Valor absoluto	Parte real
Modo 1	15,694	15,161	30,798	29,429
Modo 2	**9,233**	**9,0529**	**3,578**	**3,513**
Modo 3	15,937	15,529	**34,942**	**25,507**
Modo 4	**42,685**	**32,938**	7,524	0,634
Modo 5	12,994	12,990	7,919	7,9151
N° de condição	4,62	3,64	9,77	**46,46**

A Figura 35 mostra a comparação das impedâncias modais paralela e série, respectivamente, para o grafo a, com a impedância equivalente obtida através de varredura em frequência. Nota-se que o pico da impedância modal paralela e o vale da impedância modal série ocorrem nas mesmas frequências que seus correspondentes na curva de impedância paralela. Os resultados para ambos os grafos são sumarizados na Tabela 8. Os resultados para a ressonância paralela são idênticos em ambos os casos, mas além das diferenças nos valores de magnitude das impedâncias modais em relação à impedância real, observa-se um pequeno erro de 3 Hz na frequência de ressonância série obtida, para

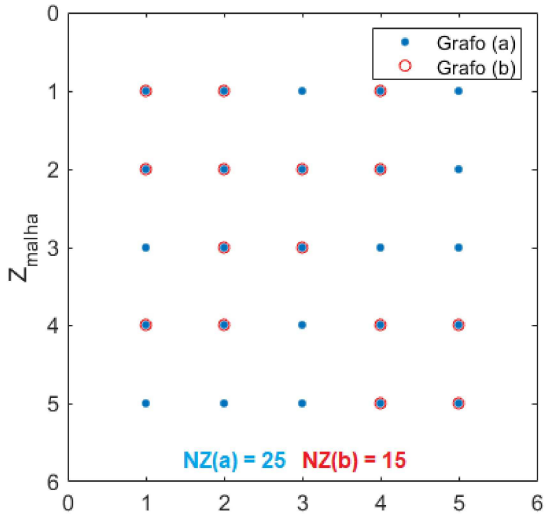


Figura 34. Comparação da esparsidade das matrizes de admitância de barra e impedância de malha com o uso dos grafos a e b.

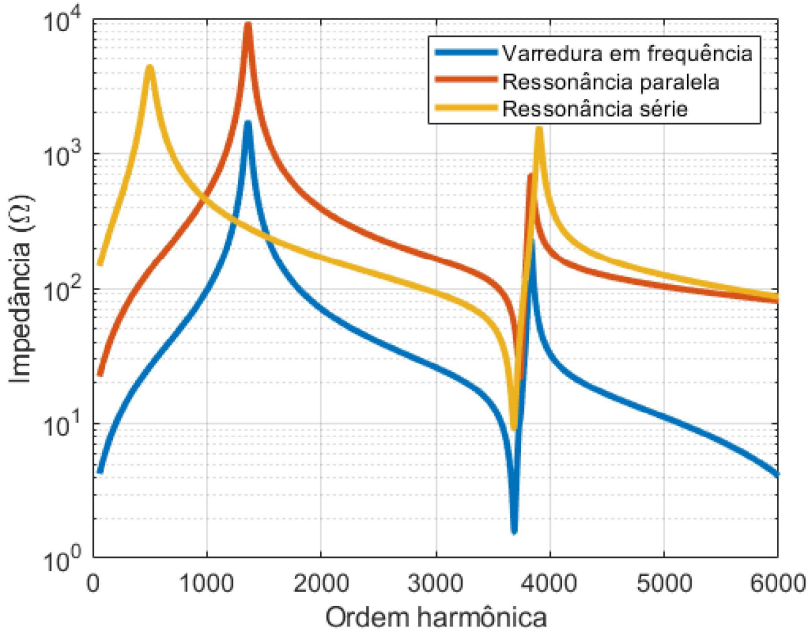


Figura 35. Impedância equivalente (varredura em frequência) e impedância modal (grafo a).

ambos os grafos. Na próxima seção é verificado que o impacto da escolha do tipo de grafo na análise das ressonâncias série é mais pronunciado com o aumento do número de aerogeradores no sistema.

Tabela 8. Frequências e magnitude das ressonâncias série e paralela para o caso-exemplo.

Ressonância paralela			
Método	Varredura em frequência	Análise Modal (Grafo a)	Análise Modal (Grafo b)
Frequência	1359 Hz	1359 Hz	1359 Hz
Magnitude	1713 Ω	9123 Ω	9123 Ω
Ressonância série			
Método	Varredura em frequência	Análise Modal (Grafo a)	Análise Modal (Grafo b)
Frequência	3687 Hz	3684 Hz	3684 Hz
Magnitude	1,549 Ω	9,233 Ω	3,578 Ω

3.3 Estudos de caso: ressonâncias em parques eólicos reais

3.3.1 Dados gerais dos parques

Os dois parques analisados estão localizados na região sul do Brasil. O parque eólico Cerro Chato I, anteriormente conhecido como Coxilha Negra V, está localizado no município de Santana do

Livramento – RS, e faz parte do complexo de Cerro Chato, que conta com outros 6 parques. É composto por 15 aerogeradores de 2 MW, totalizando uma potência instalada de 30 MW, sendo operado pela Eletrosul.

Localizado no município de Água Doce-SC, o parque eólico Cruz Alta é parte do complexo eólico de Água Doce, composto por 5 outros parques. É formado por 20 aerogeradores de 1,5 MW, com potência total instalada de 30 MW, sendo operado pela Cruz Alta Energia Eólica S.A.

A Figura 36 mostra o *layout* básico do parque Cerro Chato I e a Figura 37 mostra a configuração do parque Cruz Anta. Nessas figuras, cada fonte de tensão representa a turbina eólica, o conversor estático de potência, o transformador elevador e o filtro harmônico de saída, quando aplicável.

A Tabela 9 apresenta alguns dados adicionais dos parques e a Tabela 10 dados dos conversores dois níveis instalados nesses parques. Nas seções seguintes serão apresentados os resultados dos estudos de ressonância e emissão de harmônicos realizados com dados destes parques.

Tabela 9. Dados gerais dos parques Cerro Chato I e Cruz Alta.

Cerro Chato I	Parâmetro	Valor
Rede	Tensão nominal (V_g)	230 kV
	Razão de curto-circuito	10,5
	X_S/R_S	8 pu
Cruz Alta	Parâmetro	Valor
Rede	Tensão nominal (V_g)	138 kV
	Razão de curto-circuito	7,3
	X_S/R_S	15,7 pu

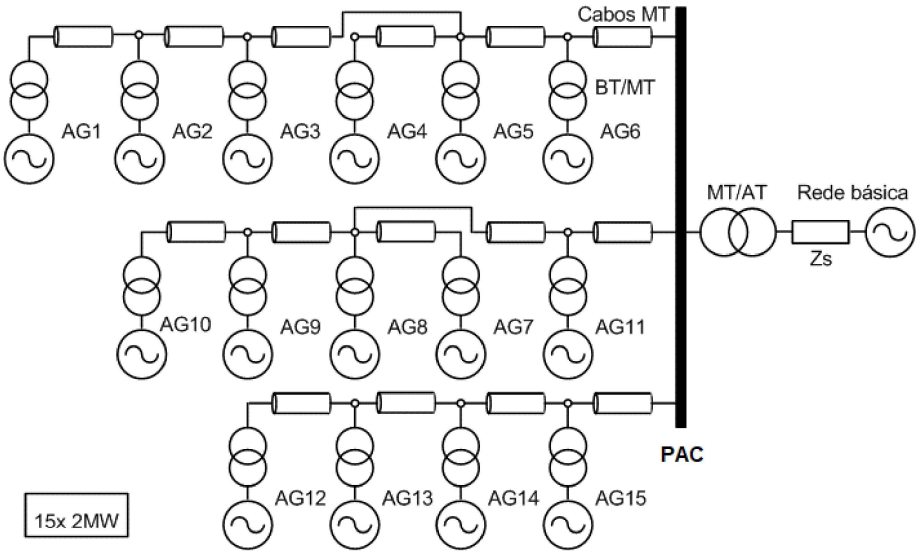


Figura 36. Distribuição dos aerogeradores no parque eólico Cerro Chato I.

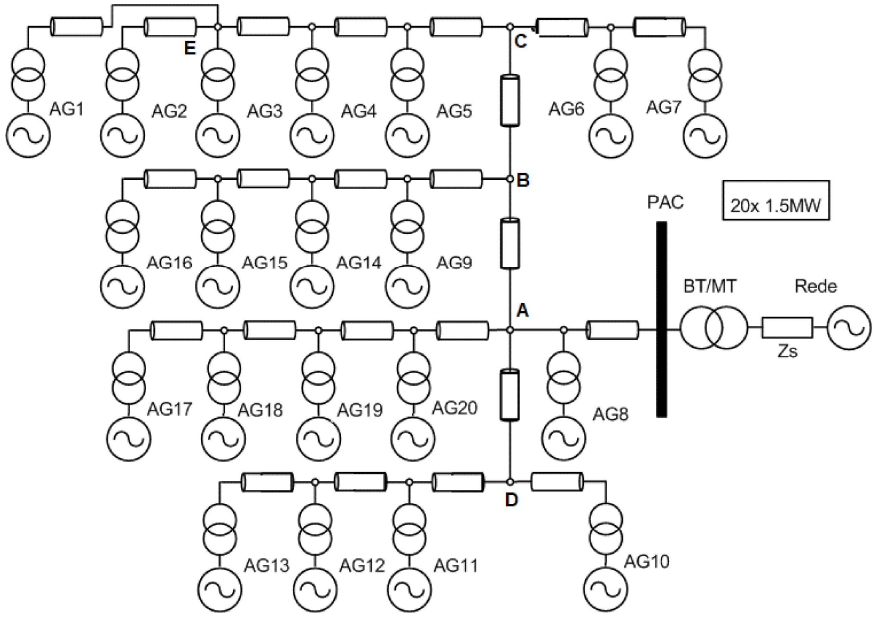


Figura 37. Distribuição dos aerogeradores no parque eólico de Cruz Alta.

Tabela 10. Dados dos conversores 2L-VSC instalados nos parques Cerro Chato I e Cruz Alta.

Parâmetro	Valor
Potência nominal	2 MW
Tensão nominal (BT/MT)	690V/ 34,5 kV
Frequência de modulação	3420 Hz (SVPWM)
Indutância série	80 μH
Capacitância *shunt*	49 μF
Resistor de amortecimento	0,1 Ω
Indutância shunt (em paralelo com amortecimento)	20 μH

3.3.2 Identificação das ressonâncias

3.3.2.1 Varredura em frequência

As ressonâncias são caracterizadas pela sua frequência (ou ordem harmônica) de ocorrência e também pelo seu fator de amplificação (F_{amp}) ou atenuação (F_{at}) dados pela equações (25) e (26), respectivamente. Nestas equações Z_g é a impedância equivalente da rede básica e Z_{eq} é a impedância equivalente do parque eólico. Quanto maior o fator de amplificação, maior a tensão resultante da circulação de correntes harmônicas naquela frequência de ressonância paralela. Por outro lado quanto maior o fator de atenuação maior a corrente resultante devido à presença de tensões harmônicas em uma dada frequência de ressonância série.

$$F_{amp} = \frac{|Z_{eq}|}{|Z_g|} \tag{25}$$

$$F_{at} = \frac{|Z_g|}{|Z_{eq}|} \tag{26}$$

Para avaliar o impacto da impedância da rede no PAC e do número de aerogeradores conectados no parque, a impedância equivalente na barra de média tensão foi calculada para diferentes números de aerogeradores. A impedância foi calculada até a 100ª ordem harmônica e os resultados são mostrados na Figura 38 para o parque Cerro Chato I e na Figura 39 para o parque Cruz Alta. Em todos os gráficos, a impedância no PAC antes da conexão do parque também é apresentada. Nestas figuras, observa-se que tanto as frequências quanto os fatores de amplificação dependem do número de AGs conectados. Verificou-se que nas frequências "próprias" dos equivalentes de rede não há atenuação ou amplificação correspondentes a ressonâncias série ou paralelas. Para simplicidade de visualização dos resultados nas análises a seguir é considerada a aproximação RL do equivalente de rede. A Tabela 11 sumariza os resultados obtidos, listando as ordens das ressonâncias série e paralelas e seus respectivos fatores de atenuação/amplificação para seguintes configurações: 5, 10 e 15 aerogeradores conectados, para o parque Cerro Chato I, e 5, 10, 15 e 20 aerogeradores conectados, no caso do parque Cruz Alta. As impedâncias equivalentes dependem fortemente da impedância base do PAC e da configuração dos AGs dentro do parque.

Na faixa de frequências observadas, o parque Cerro Chato I apresenta dois pontos de ressonância paralela e série, enquanto que no parque Cruz Alta o número de ressonâncias varia com o número de aerogeradores, chegando a seis com 20 AGs. Em todos os casos, o aumento no número de AGs da instalação provoca uma redução na frequência em que ocorre a primeira ressonância e uma redução nos fatores de amplificação/atenuação. Com mais aerogeradores conectados, maior o número de cabos e seu comprimento e, portanto, maiores são valores de indutância e capacitância equivalen-

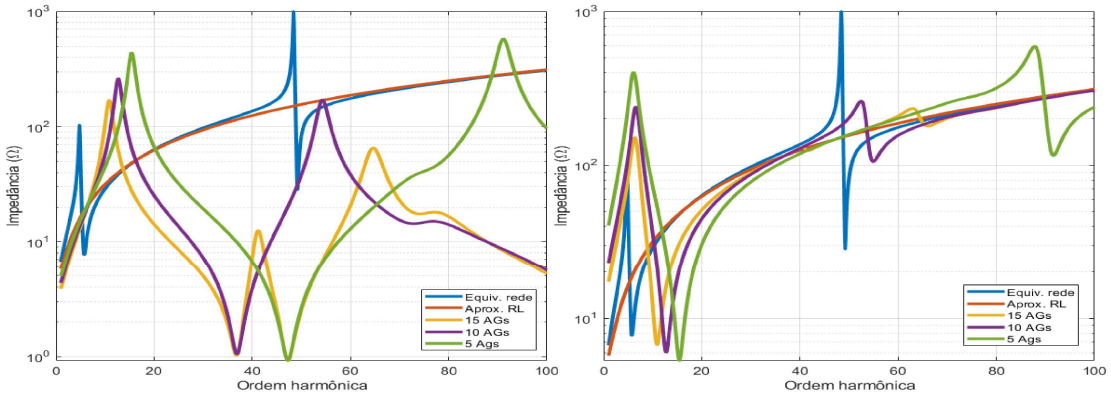


Figura 38. Impedância equivalente para identificação de ressonâncias de acordo com o número de AGs no parque Cerro Chato I: (a) Paralela (b) Série.

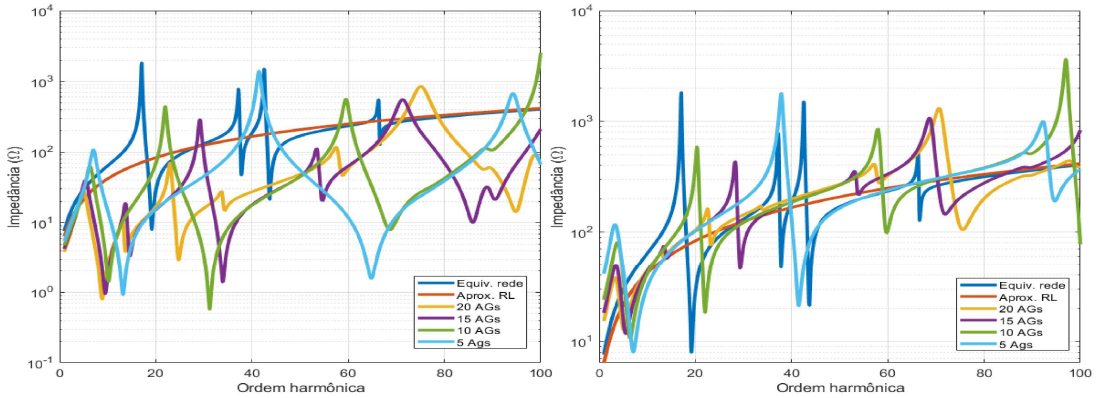


Figura 39. Impedância equivalente para identificação de ressonâncias de acordo com o número de AGs no parque Cruz Alta: (a) Paralela (b) Série.

tes, o que reduz a frequência de ressonância.

Também aumentam o número de filtros senoidais, o que também contribui para aumentar a capacitância total inserida. O maior amortecimento das ressonâncias, relacionado aos menores valores de F_{amp} e F_{at}, se deve aos maiores valores de resistência total, também relacionado ao comprimento dos cabos.

Tabela 11. Ordem harmônica das 3 primeiras ressonâncias e fatores de amplificação.

Parque	**Cerro Chato I**							
Ressonância	**Paralela**				**Série**			
Nº de AGs	**5**	**10**	**15**		**5**	**10**	**15**	
1ª frequência	15,4°	12,7°	10,8°		15,4°	12,7°	10,9°	
F_{amp}/F_{at}	9,07	6,57	4,97		9,08	6,64	5,10	
2ª frequência	91,2°	54,3°	-		91,6°	54,9°	41,7°	
F_{amp}/F_{at}	2,02	1,01	-		2,47	1,63	1,05	
Parque	**Cruz Alta**							
Ressonância	**Paralela**				**Série**			
Nº de AGs	**5**	**10**	**15**	**20**	**5**	**10**	**15**	**20**
1ª frequência	7,0°	6,3°	5,4°	4,9°	7,1°	6,4°	5,5°	5,1°
F_{amp}/F_{at}	3,63	2,37	1,73	1,36	3,74	2,51	1,97	1,71
2ª frequência	41,4°	22,0°	29,2°	75,1°	41,5°	22,0°	14°	13,4°
F_{amp}/F_{at}	8,08	4,85	2,38°	2,71	8,22	5,00	1,02	1,04
3ª frequência	94,2°	59,5°	71,3°	-	94,7°	59,7°	29,3°	23,3°
F_{amp}/F_{at}	1,72	2,28	1,87	-	2,07	2,54	2,64	1,28

Este comportamento das características de ressonância se repete para a segunda frequência apenas no caso do parque Cerro Chato I, não tendo sido possível determinar um padrão para as ressonâncias de ordem mais alta do parque Cruz Alta. Especula-se que o diferente *layout* dos parques seja responsável por esta diferença. O parque Cerro Chato é estruturado como uma grade, com 3 colunas de quatro, cinco e seis AGs, enquanto que no parque Cruz Alta os aerogeradores estão dispostos em um arranjo mais radial e há menor simetria entre os subgrupos de aerogeradores escolhidos para análise. Um melhor entendimento do efeito da distribuição dos AGs nos parques pode ser alcançado empregando-se a análise modal, conforme detalhado na seção a seguir.

3.3.2.2 Análise modal

As características das ressonâncias nos parques também foram avaliadas empregando-se a técnica descrita na seção 3.2.2, apenas para os casos com o maior e menor número de aerogeradores em cada parque (5 e 15 no parque Cerro Chato I e 5 e 20 em Cruz Alta). Em Cerro Chato há 16 barras e *loops* considerando-se o número máximo de AGs e 6 barras e *loops* no caso mínimo. Em Cruz Alta, há 26 barras e *loops* para o máximo de AGs e 8 para o caso mínimo. No primeiro parque identificaram-se 3 modos críticos com o maior número de aerogeradores e 2 com o menor. Já no segundo parque são 6 e 3 modos críticos para os casos de máximo e mínimo número de AGs, respectivamente. Cada um destes modos críticos corresponde, teoricamente a uma frequência de ressonância.

A discrepância observada em relação aos dados obtidos na seção anterior se deve ao fato de que a determinação dos modos críticos é algo subjetiva, selecionando-se os autovalores de "menor" módulo, os quais estão relacionados às impedâncias modais. A Figura 40 mostra as impedâncias modais para ressonância paralela correspondentes aos 3 modos críticos calculados para o caso de 15 AGs do parque Cerro Chato I.

A Tabela 12 sumariza os resultados obtidos, listando as ordens das ressonâncias série e paralelas para seguintes configurações: 5 e 15 aerogeradores conectados, para o parque Cerro Chato I, e 5 e 20 aerogeradores conectados, no caso do parque Cruz Alta. As impedâncias equivalentes dependem fortemente da impedância base do PAC e da configuração dos AGs dentro do parque.

De acordo com a Tabela 11, nesta situação haveria apenas uma ressonância na frequência harmônica de 10,8ª ordem. Contudo, foram calculados via análise modal três modos críticos (modos 14, 15 e 16), com picos de impedância modal nas frequências de 11,4ª, 41,3ª e 67,8ª ordens. Isto ocorre porque as ressonâncias propriamente ditas não são determinadas apenas pelos picos e vales das curvas de módulo das impedâncias, mas também por uma variação abrupta na curva de ângulo.

Conforme se observa na Figura 40, as impedâncias modais dos modos 15 e 16 acompanham as transições de ângulo (de positivo a negativo) da curva de varredura em frequência, de tal maneira que o modo 15 indica a ocorrência de uma ressonância próximo ao 41° harmônico, apesar de não

haver amplificação nesta frequência de acordo com a Figura 38. Da mesma forma ocorre com o modo 14.

Tabela 12. Modos críticos e frequências das ressonâncias modais.

Parque	**Cerro Chato I**			
Ressonância	**Paralela**		**Série**	
Nº de AGs	**5**	**15**	**5**	**15**
1° modo crítico	Modo 6	Modo 16	Modo 5	Modo 11
Ordem	15,4°	11,4°	15,4°	11,5°
2° modo crítico	Modo 5	Modo 15	Modo 3	Modo 7
Ordem	91,2°	41,3°	91,2°	41,3°
3° modo crítico	-	Modo 14	-	Modo 8
Ordem	-	67,8°	-	67,8°
Parque	**Cruz Alta**			
Ressonância	**Paralela**		**Série**	
Nº de AGs	**5**	**20**	**5**	**20**
1° modo crítico	Modo 8	Modo 26	Modo 3	Modo 24
Ordem	7,1°	5°	7,1°	13,2°
2° modo crítico	Modo 7	Modo 25	Modo 1	Modo 23
Ordem	41,5°	13,2°	41,5°	23°
3° modo crítico	Modo 6	Modo 24	Modo 4	Modo 22
Ordem	94,3°	23,0°	94°	33,9°
4° modo crítico	-	Modo 23	-	Modo 13
Ordem	-	33,9°	-	57,8°
5° modo crítico	-	Modo 22	-	Modo 1
Ordem	-	57,8°	-	75°
6° modo crítico	-	Modo 21	-	Modo 2
Ordem	-	75,1°	-	89°

Na Figura 41, que mostra os resultados para o caso de 5 AGs no parque Cerro Chato, observa-se que os ângulos das impedâncias modais correspondem exatamente às transições de +90° para -90° da impedância obtida por meio da varredura em frequência, como é esperado para ressonâncias paralelas. Comparando-se os resultados das tabelas 11 e 12, verifica-se que ambas as técnicas indicam as mesmas frequências de ressonância para este caso. Na Figura 42 vê-se que na detecção de ressonâncias

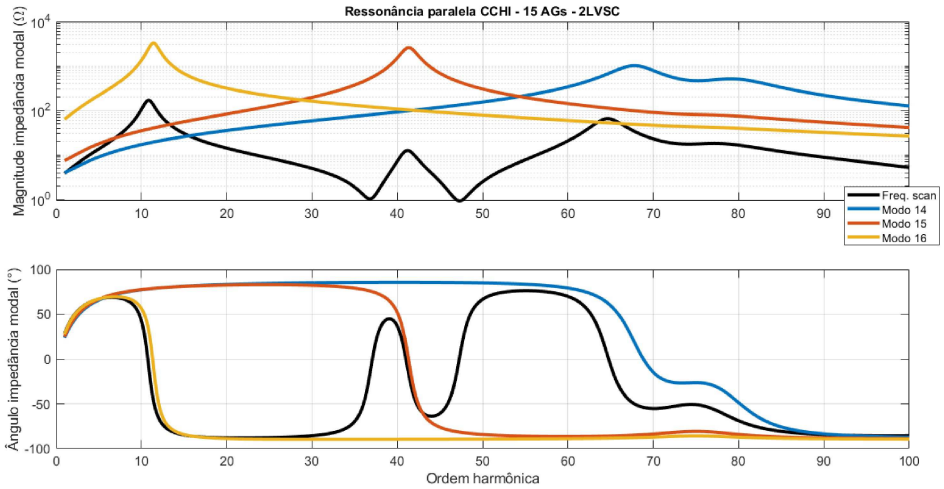


Figura 40. Impedâncias modais para ressonâncias paralelas (15 AGs, Parque CCHI).

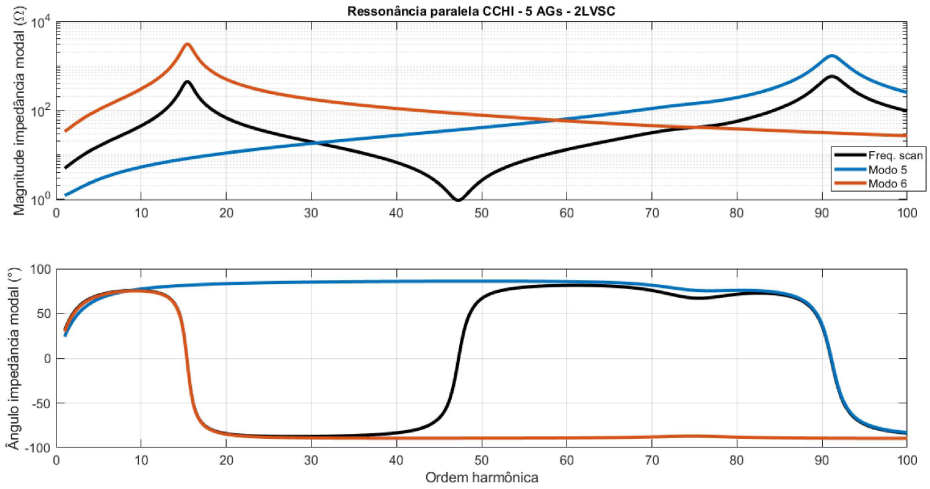


Figura 41. Impedâncias modais para ressonâncias paralelas (5 AGs, Parque CCHI).

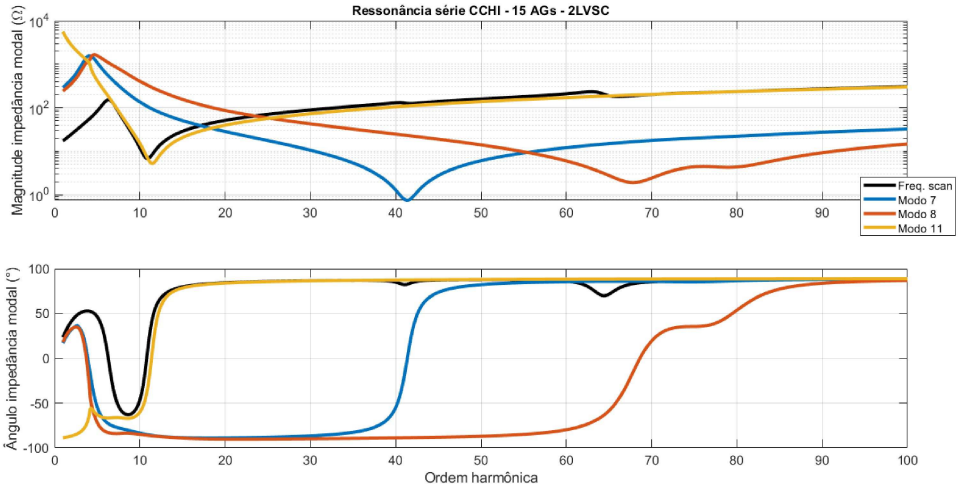


Figura 42. Impedâncias modais para ressonâncias série (15 AGs, Parque CCHI).

série para o caso de 15AGs o ângulo da impedância modal de modo 8 não apresenta uma transição acentuada de -90° para +90°, como seria o caso numa ressonância série. Este modo, então, não corresponde a uma ressonância, o que está de acordo com o resultado obtido na seção anterior.

As figuras de 44 a 47 mostram as impedâncias modais calculadas para o parque Cruz Alta. Assim como para o parque Cerro Chato, há uma excelente correspondência para o caso de 5 aerogeradores e maior discrepância no caso de 20. No cálculo das ressonâncias paralelas, a primeira ressonância em torno do 5° harmônico não é detectada. No entanto há seis modos críticos, que corresponderiam a seis frequências de ressonância, quando a varredura em frequência aponta apenas três.

Observando-se as curvas de ângulo para estes modos, nota-se que não há transição de valores positivos a negativos, mas a derivada das curvas nos pontos detectados como ressonâncias é elevada. Avalia-se que com maior resolução das curvas no eixo de frequências poderia se observar as transições de ângulo. O programa de análise de SEP, no entanto, não permite esta verificação.

Do exposto, conclui-se que a correta estimação das ressonâncias deve considerar a magnitude e o ângulo das impedâncias modais. Também se conclui que a varredura em frequência apenas não permite identificar todas as possíveis frequências de ressonância, ficando demonstrada a necessidade de se empregar a análise modal em conjunto com esta técnica. Em ambos os casos, a maior resolução possível no eixo de frequências deve ser empregada para que as pronunciadas variações nas curvas de ângulo, indicativas de pontos de ressonância, possam ser visualizadas com clareza.

Por fim, foram calculados os fatores de participação de cada barra para cada um dos modos críticos identificados. A Tabela 13 mostra os resultados para o parque Cerro Chato I, completo com 15 AGs, e para o parque Cruz Alta, com 20 AGs. Apenas as barras com os maiores fatores de participação foram listadas. Destacados em negrito e em vermelho estão os maiores valores de PF e as barras e modos com influência no maior número de modos de ressonância.

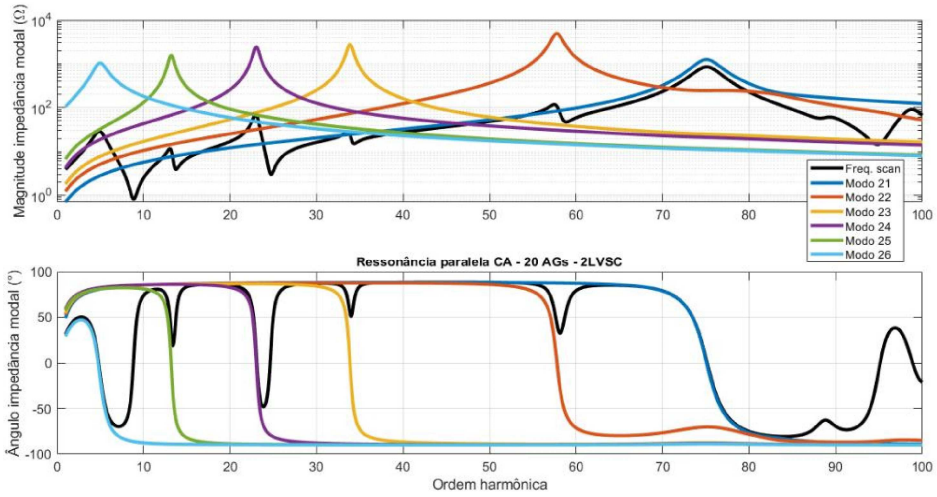


Figura 43. Impedâncias modais para ressonâncias paralelas (20 AGs, Parque CA).

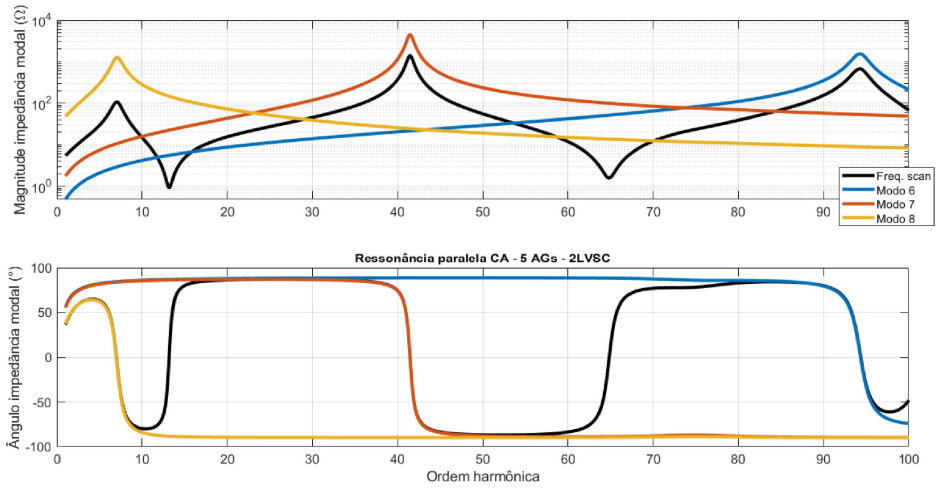


Figura 44. Impedâncias modais para ressonâncias paralelas (5 AGs, Parque CA).

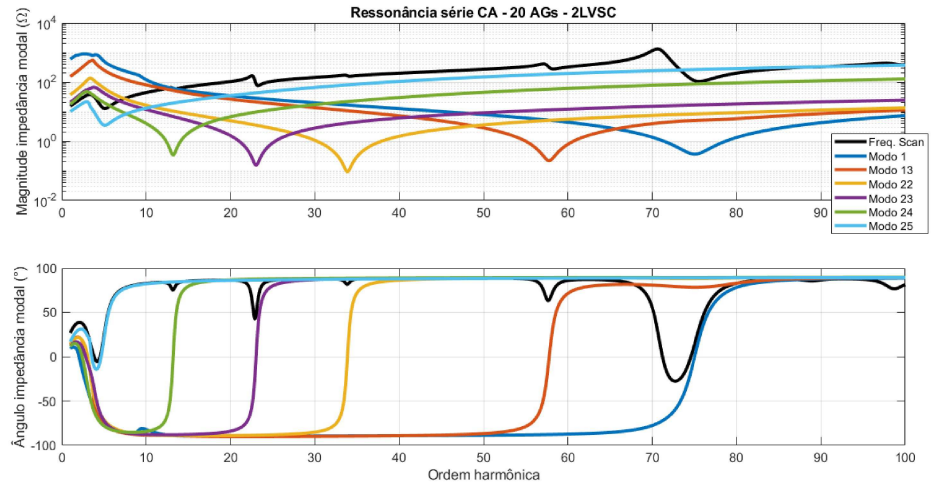


Figura 45. Impedâncias modais para ressonâncias série (20 AGs, Parque CA).

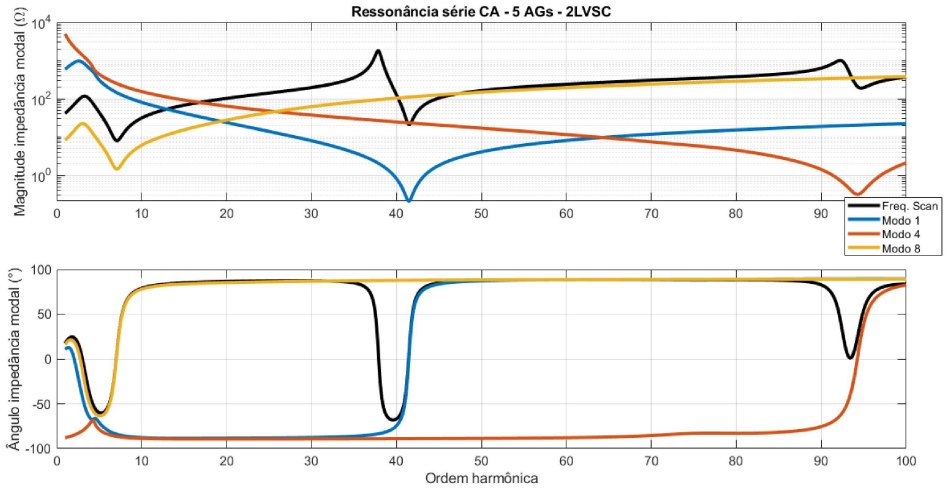


Figura 46. Impedâncias modais para ressonâncias série (5 AGs, Parque CA).

Tabela 13. Fatores de participação das barras do parque Cerro Chato I (15 AGs).

	Modo 14 Paralela	Modo 15 Paralela	Modo 16 Paralela	Modo 7 Série	Modo 8 Série	Modo 11 Série
Barra 1 (PAC)	**0,4890**	0,0276	0,0045	0,0015	0,0153	0,0000
Barra 4 (AG 4)	0,0032	**0,5521**	**0,4074**	0,0054	0,0029	0,0000
Barra 5 (AG 3)	0,0001	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	**0,4466**
Barra 6 (AG 2)	**0,1078**	0,0006	0,0135	0,0000	0,0000	0,0000
Barra 7 (AG 1)	0,0000	0,0000	0,0000	0,0001	**0,3476**	0,0024
Barra 8 (AG 11)	0,0496	0,0002	0,0012	0,0001	**0,3536**	0,0027
Barra 9 (AG 7)	0,0095	0,0003	0,0024	**0,1073**	0,0000	0,0000
Barra 12 (AG 10)	0,0005	0,0602	0,0826	0,0000	0,0000	**0,1168**
Barra 14 (AG 14)	**0,1403**	**0,1953**	**0,2240**	0,0000	0,0000	**0,4013**
Barra 15 (AG 13)	0,0084	0,0068	0,0060	**0,8840**	0,0000	0,0000

Tabela 14. Fatores de participação das barras do parque Cruz Alta (20 AGs).

	Modo 17 Paralela	Modo 21 Paralela	Modo 22 Paralela	Modo 23 Paralela	Modo 24 Paralela	Modo 25 Paralela
Barra 1 (PAC)	0,0000	0,0000	0,0001	0,0299	**0,6332**	0,0000
Barra 4 (AG 19)	**0,1626**	0,0000	**0,1272**	0,0085	0,0001	**0,4260**
Barra 6 (AG 17)	0,0308	0,0000	**0,0157**	0,0001	0,0000	**0,2949**
Barra 8 (AG 14)	0,0290	0,0000	**0,1249**	**0,5568**	0,023	0,0381
Barra 10 (AG 16)	0,0513	0,0007	**0,2873**	**0,1622**	0,057	0,0103
Barra 12 (AG 11)	**0,1358**	0,0003	**0,1334**	0,012	0,0006	0,0231
Barra 13 (AG 12)	**0,3039**	0,0082	0,0068	0,0000	0,0001	0,0758
Barra 16 (AG 6)	**0,1121**	**0,4174**	0,00057	0,0000	0,0000	0,0020
Barra 18 (AG 4)	0,0741	**0,1044**	**0,1543**	0,0015	0,0003	0,0001
Barra 19 (AG 3)	0,0035	**0,2059**	0,0011	0,0009	0,0015	0,0032
Barra 20 (AG 2)	0,0003	0,0000	0,0342	**0,1348**	0,0409	0,0008
Barra 22 (nó A)	0,0000	**0,2417**	0,0049	0,0004	0,0197	0,0580
	Modo 1 Série	**Modo 13 Série**	**Modo 22 Série**	**Modo 23 Série**	**Modo 24 Série**	**Modo 25 Série**
Barra1 (PAC)	0,0032	0,0705	0,0000	0,00053	0,0002	**0,1449**
Barra3 (AG 20)	0,0000	**0,2298**	0,0000	0,0000	0,0038	0,0181

Barra4 (AG I19)	0,0000	0,0000	0,0010	**0,1886**	0,0000	0,0000
Barra8 (AG 14)	0,0000	0,0000	0,0439	**0,5299**	0,0000	0,0000
Barra12 (AG 11)	0,0000	0,0000	0,0774	**0,2041**	0,0000	0,0000
Barra15 (AG 7)	0,0000	0,0193	0,0000	0,0002	**0,1843**	0,0316
Barra19 (AG 3)	0,0002	0,0142	0,00159	0,0293	**0,1572**	0,0371
Barra21 (AG 1)	0,0001	**0,2365**	0,0000	0,0000	0,0273	**0,4401**
Barra22 (nó A)	0,0000	**0,1446**	0,0000	0,0000	**0,1392**	**0,1088**
Barra23 (nó B)	0,0001	0,0015	0,0000	0,0000	0,0269	**0,1884**
Barra24 (nó D)	0,0000	0,0002	0,0000	0,0000	**0,1745**	0,0050
Barra25 (nó C)	**0,9672**	0,0000	0,0000	0,0000	0,0184	0,0082
Barra26 (nó E)	0,0000	0,0000	**0,8735**	0,0192	0,0000	0,0022

Foram considerados significativos valores de fator de participação da mesma ordem de grandeza dos maiores FPs calculados (0,8840 para Cerro Chato I e 0,9672 para Cruz Alta). Estes correspondem a 16,7% dos FPs calculados para o parque Cerro Chato e 11,5% para Cruz Alta. Esta tendência de aumento no número de fatores de participação significativos com a diminuição do tamanho do parque também foi observada nos casos em que 5, 10 e 15 AGs são considerados.

Apresentaram altos valores de fator de participação dez das 16 (62,5%) barras de Cerro Chato I e dezoito das vinte e seis (69,2%) em Cruz Alta. No primeiro parque, a barra 14 e o modo 11 (série) são os mais críticos, enquanto que no segundo são a barra 22 e o modo 22 (paralela). Não foi verificada correlação entre a distância ao PAC e a participação nos modos de ressonância, resultado condizente com as conclusões obtidas em [116].

A barra 1, o PAC, tem participação significativa em apenas 1 modo de ressonância série, no parque Cruz Alta. Dependendo do tipo de grafo utilizado na construção da matriz Z_{loop} (seção 3.2.2.1), a impedância equivalente de rede pode ser incluída no cálculo da impedância de todas as malhas. Verificou-se que isto pode dificultar a identificação de ressonâncias, fazendo com que a barra 1 (PAC) tenha um valor relativamente elevado em múltiplos modos de ressonância. Por este motivo, nestes estudos deu-se preferência ao uso do grafo que considera os ramos *shunt* do parque como *links* (Figura 33 (b)). Averiguou-se que a escolha do tipo de grafo não afeta os cálculos relacionados à matriz Y_{bus}.

Os fatores de participação permitem localizar as barras de maior propensão a ressonâncias e também as mais susceptíveis às soluções para mitigação de problemas relacionados a elas.

3.3.3 Correntes harmônicas injetadas na barra de média tensão

Para determinar as correntes harmônicas injetadas por aerogerador na barra de média tensão, o circuito equivalente de Thévenin ou Norton da Figura 15 precisa ser resolvido. Para cada configuração dos parques, com diferentes números de aerogeradores conectados à barra de média tensão, as

impedâncias Z_{cabo} são calculadas, enquanto que Z_s e Z_{th} são as mesmas, esta última dependendo do tipo de conversor utilizado. Conhecendo-se o espectro harmônico de tensão produzido por conversor (Figura 16), as correntes são calculadas.

Em trabalhos publicados anteriormente [116], [132] foi empregada uma estimativa para o somatório fasorial de todas as correntes no PAC, dada pela norma IEC 61000-3-6 (7. General Summation Law [155]). Seu cálculo é feito de acordo com as equações (27) e (28), onde N é o número de AGs conectados ao barramento de interesse.

$$\mathrm{I_h} = \sqrt[\beta]{\sum_{i=1}^{N} \left(I_{h,i}\right)^{\beta}} \tag{27}$$

$$\beta = \begin{cases} 1, & se\ h < 5 \\ 1.4, & se\ 5 \leq h \leq 10 \\ 2, & se\ h > 10 \end{cases} \tag{28}$$

Esta formulação pressupõe que as componentes abaixo da 5ª ordem estarão em fase e acima da mesma estarão progressivamente defasadas, se tornando ortogonais no limite. Alguns autores argumentam contra a simplicidade desta regra, em geral considerada conservadora [156]. Na realidade, a corrente total resultante na barra devido à contribuição de todos os aerogeradores terá um perfil harmônico distinto, uma vez que as defasagens entre as componentes de mesma frequência serão distintas. Resultados anteriores obtidos com esta metodologia resultaram em distorções muito elevadas no PAC em Cruz Alta.

As matrizes calculadas para a realização da Análise Modal podem ser utilizadas para o cálculo da tensão e corrente (vetores v e i) em cada ramo do circuito do parque, de acordo com as equações (29) a (34), onde *e* é o vetor de tensões sintetizadas nos terminais de média tensão dos aerogeradores e Y_{loop} é a inversa da matriz Z_{loop}

$$\mathrm{E_{loop}} = C^T e \tag{29}$$
$$\mathrm{I_{loop}} = Y_{loop}\mathrm{E_{loop}} \tag{30}$$
$$i = C\mathrm{I_{loop}} \tag{31}$$
$$v = zi - e \tag{32}$$
$$v = A^T\mathrm{E_{bus}} \tag{33}$$
$$\mathrm{I_{bus}} = Y_{bus}\mathrm{E_{bus}} \tag{34}$$

Como é utilizado o espectro harmônico teórico da tensão sintetizada pelo conversor, as correntes em todas as barras de aerogerador serão iguais, em ambos os parques. No entanto, a corrente total no PAC pode ser calculada sem aproximações. O espectro da corrente individual de um aerogerador tipo 4 é mostrado na Figura 47. Na figura em questão, os limites estabelecidos pela recomendação IEEE 519 também estão representados. Estes são respeitados exceto pelas componentes de ordem 47 e 49.

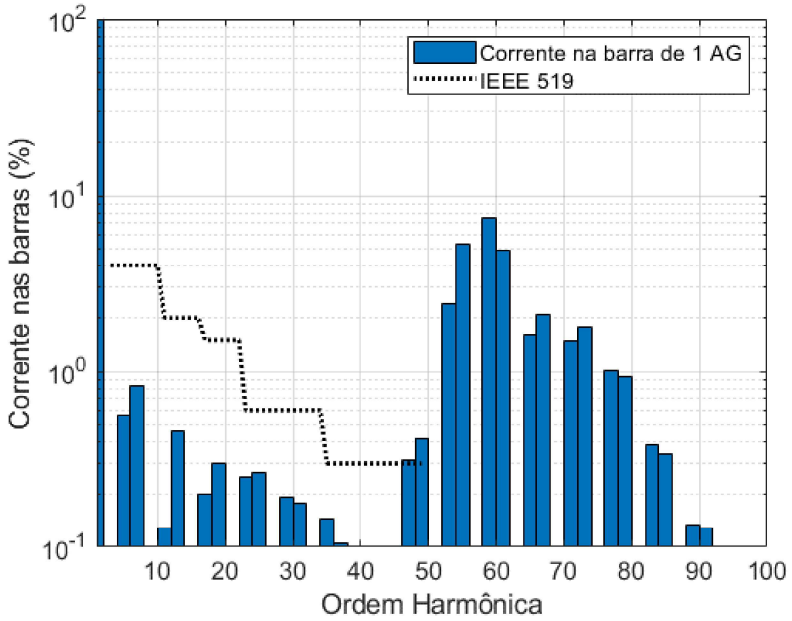


Figura 47. Espectros da corrente na barra de um aerogerador.

As maiores amplitudes ocorrem nas frequências de ordem 59 e 55, próximas à frequência de comutação.

A Tabela 15 lista a TDD (do inglês, *Total Demand Distortion*) da corrente injetada pelos parques no PAC em função do número de AGs. As distorções de corrente são calculadas até o limite do 50° harmônico, como usualmente recomendado, e também até a 100ª ordem. Não é possível observar tendência de aumento da TDD com a diminuição do número de AGs no parque, como havia sido observado com a utilização do método da soma de correntes. Estes valores são afetados pelas barras que se seleciona para compor os subgrupos de 10 e 5 AGs em Cerro Chato e 15, 10 e 5 AGs em Cruz Alta. Em particular, nota-se a elevada distorção com 10 aerogeradores, superando 27%, devido à excitação de ressonâncias em torno da 57ª ordem. A distorção excessiva pode causar perdas, aquecimento e mau-funcionamento de equipamentos e deve pode impedir a operação do parque nesta situação.

Tabela 15. THD da corrente total injetada pelos parques eólicos na barra de média tensão.

TDD	**Cerro Chato I**		**Cruz Alta**	
Nº de AGs	**Até a 50ª**	**Até a 100ª**	**Até a 50ª**	**Até a 100ª**
20	-		0,97%	1,19%
15	1,47%	1,53%	1,22%	1,36%
10	1,86%	1,87%	2,05%	**27,66%**
5	0,24%	2,23%	0,47%	2,39%

A Figura 48 e a Figura 49 mostram os espectros harmônicos das correntes calculadas a partir destas impedâncias para os parques Cerro Chato I e Cruz Alta, respectivamente. Os gráficos mostram apenas as componentes harmônicas cuja amplitude é superior a 1×10^{-3}, ou 0,1%, como é recomendado pela norma IEC 61400-21[157]. Também mostra o espectro harmônico de um dos conversores para comparação. Os conversores 2L-VSC são operados com modulação SVPWM com frequência de chaveamento de 3420Hz (57° harmônico).

No gráfico da Figura 48 nota-se que as maiores componentes harmônicas de corrente estão próximas à frequência de ressonância de ordem 11. Outro grupo de harmônicos significativos encontra-se em torno da frequência de chaveamento para os casos em que 5 e 15 AGs estão conectados. Esta frequência está relativamente próxima a um dos modos de chaveamento identificados nestes cenários.

Já na Figura 49 percebe-se maior variação nas amplitudes dos harmônicos dominantes em função da variação no número de AGs. Destaca-se a componente de 59ª ordem com amplitude de quase 20% para o caso de 10 AGs, devido à ressonância de modo 12 que ocorre na 60ª ordem, sendo esta componente a principal contribuinte para a elevada TDD de corrente nesta situação. Nas outras configurações é possível observar evidências de ressonância em torno do modo 17 para 15 AGs (71,4°).

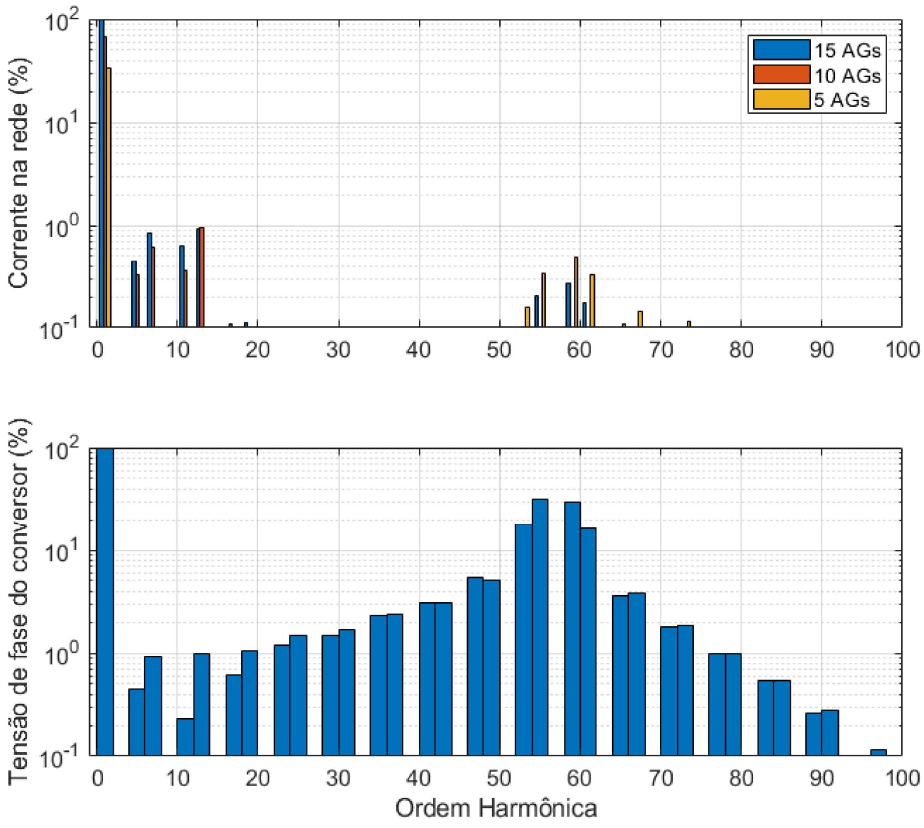


Figura 48. Espectro da corrente injetada pelo parque Cerro Chato I, com 15, 10 e 5 AGs no PAC e espectro da tensão de fase do conversor.

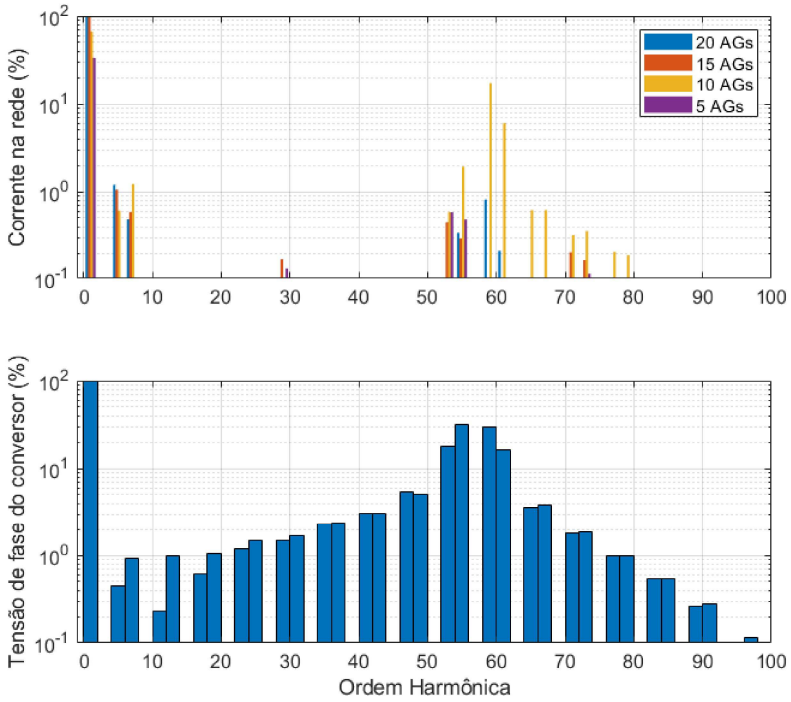


Figura 49. Espectro da corrente injetada pelo parque Cruz Alta, com 20, 15, 10 e 5 AGs no PAC e espectro da tensão de fase do conversor.

O parque Cruz Alta mostra-se mais susceptível do que Cerro Chato I à variações nas frequências de ressonância em função de modificações no *layout.*

Os resultados apresentados acima precisam ser avaliados com cautela, uma vez que estão normalizados pela corrente sendo gerada a cada situação, não pela corrente nominal do parque. Com 5 aerogeradores operando a distorção é percentualmente mais alta, mas em valores absolutos as amplitudes das harmônicas serão menores do que quando houver 15 ou 20 aerogeradores conectados. É necessário calcular, então, a distorção de tensão provocada por estas correntes, conforme será visto na seção a seguir.

3.3.4 Distorção de tensão na barra de média tensão

Assumindo uma tensão livre de harmônicos no PAC sem a presença dos parques eólicos, a distorção de tensão devido à injeção das correntes dos aerogeradores foi calculada, para as mesmas configurações apresentadas na seção anterior. Os resultados estão listados na Tabela 16 e ilustrados pelas figuras 51 e 52. Dada o valor base fixo de tensão de primeiro harmônico, a tendência observada é de redução da THD com a redução do número de aerogeradores no parque. Em Cerro Chato I o limite de distorção harmônica total é respeitado em todas as configurações, em ambas as faixas de cálculo de THD, apesar de em dois casos (15 e 5 AGs) a componente de 59ª ordem violar estabelecido

nos procedimentos de rede. Já em Cruz Alta com 10 AGs, todos operando em plena capacidade de geração, a distorção de tensão supera 20% quando calculada até o 100º harmônico. A componente de ordem 59 por quase a totalidade deste índice. Uma pequena diminuição da frequência de chaveamento poderia reduzir em muito esta distorção, uma vez que ela se deve à excitação de um modo ressonante. As configurações com 5, 15 e 20 AGs também violam os limites de componentes acima da 50ª ordem, apesar de registrarem distorção harmônica total abaixo de 6%.

Tabela 16. THD da tensão no PAC devido à injeção de corrente pelos parques eólicos.

THD	**Cerro Chato I**		**Cruz Alta**	
Nº de AGs	**Até a 50ª**	**Até a 100ª**	**Até a 50ª**	**Até a 100ª**
20	-	-	0,78%	5,66%
15	1,23%	2,26%	0,90%	3,83%
10	1,13%	1,29%	1,07%	**21,25%**
5	0,67%	2,38%	0,97%	1,40%

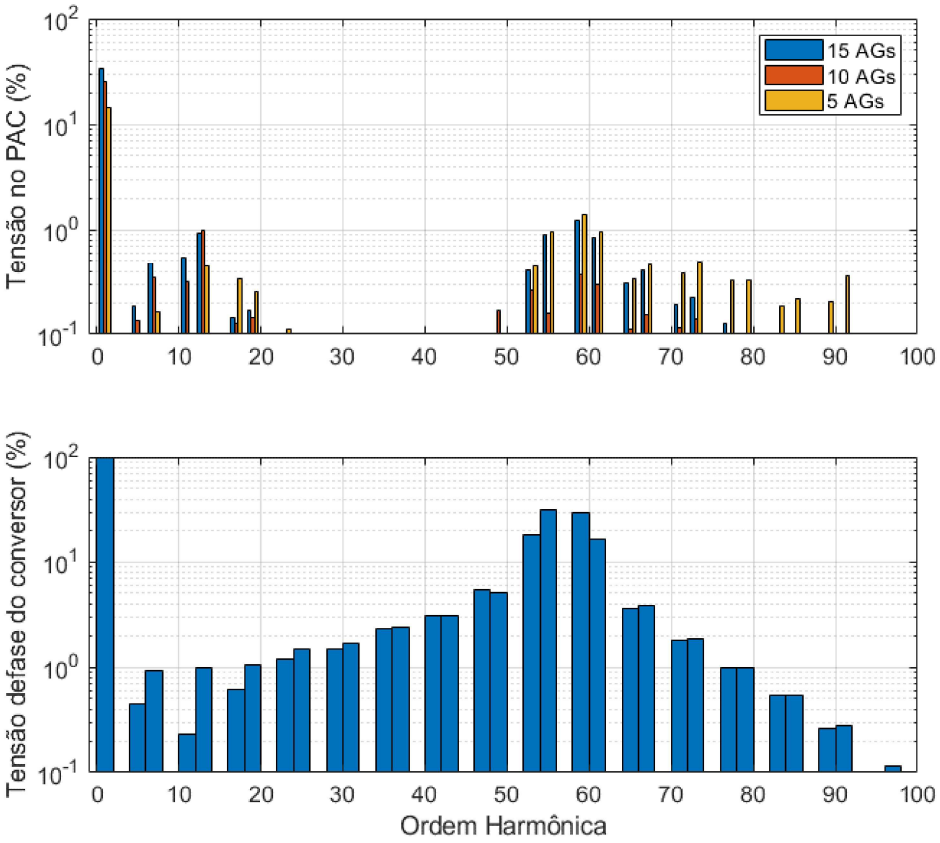


Figura 50. Espectro da tensão na no PAC em Cerro Chato I operando com 15, 10 e 5 AGs e espectro da tensão de fase do conversor.

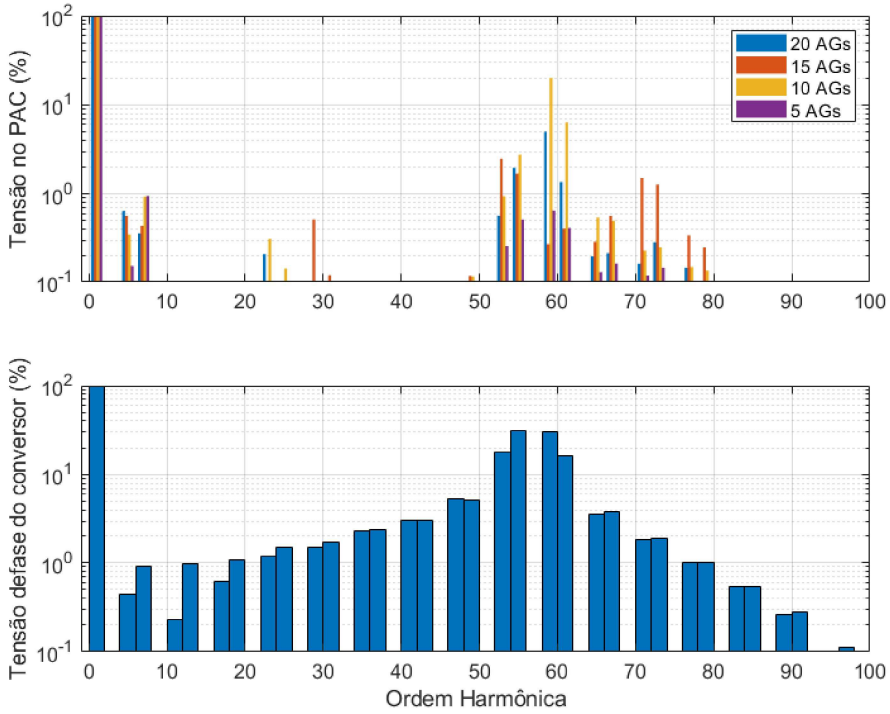


Figura 51. Espectro da tensão na no PAC em Cruz Alta operando com 20, 15, 10 e 5 AGs e espectro da tensão de fase do conversor.

Anteriormente, os estudos de distorção de tensão e corrente em Cruz Alta foram realizados considerando-se conversores com frequência de chaveamento de 2,4 kHz, sendo esta a razão para a diferença nos valores de THD calculados aqui em relação aos trabalhos já publicados.

Esta alteração e a realização do estudo feito via grafos e Análise Modal tiveram o intuito de permitir avaliar melhor as diferenças entre os dois parques estudados, que possuem a mesma potência instalada, mas com *layouts* bastante diferentes.

3.4 Considerações finais

Neste capítulo foi discutida a modelagem dos principais componentes de parques eólicos relacionados à ocorrência de ressonâncias, com destaque especial para os modelos dos conversores. Neste trabalho foi empregado o modelo unificado baseado em impedância, que inclui algumas das principais dinâmicas de controle, as quais interferem com a estabilidade dos aerogeradores.

De forma a permitir o uso deste modelo em programas convencionais de análise de sistemas elétricos de potência, foi desenvolvida uma metodologia para representar a resposta em frequência da admitância em malha fechada por meio de elementos resistivos, capacitivos e indutivos. Este modelo RLCr foi validado e é uma das principais contribuições deste trabalho.

Outra contribuição importante foi a amplicação da Análise Modal para a identificação de ressonâncias série, algo não muito explorado na literatura. Uma breve discussão sobre a melhor forma de se obter a matriz de impedâncias de *loop* para este propósito foi feita e os resultados obtidos foram satisfatórios. As vantagens do uso da Análise Modal frente à varredura em frequência também foram abordadas.

Com os modelos e métodos definidos, foram realizados dois estudos de caso de parques eólicos reais localizados no Brasil, cujos PCS são conversores convencionais 2 níveis. As ressonâncias nestes parques foram caracterizadas para diferentes números de aerogeradores e os níveis de distorção harmônica de tensão e corrente injetados no PAC foram quantificados.

No capítulo seguinte, o conversor TUPF será apresentado em detalhes e as principais características que sugerem seu melhor desempenho como PCS para aerogeradores são comparadas ao conversor 2L-VSC empregado nos estudos acima. No capítulo 5 estes estudos serão refeitos substituindo-se os conversores convencionais por conversores TUPF.

4. O CONVERSOR DE FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO VERDADEIRO

4.1 Retificadores de 12 pulsos e o transformador de três enrolamentos

O conversor TUPF é baseado na estrutura dos conversores de 12 pulsos, os quais são compostos por duas pontes trifásicas, em geral de 2 níveis. Esta solução é particularmente compatível com a aplicação em geração eólica pois, em geral, para atingir a potência plena dos geradores, que é da ordem de MW, é necessário associar em paralelo mais de um módulo retificador de saída. Esta conexão pode ser feita por meio de transformadores defasadores de três enrolamentos, conectando dois conversores de potências iguais a cada secundário, sendo que um é construído com conexão Δ com razão de transformação 1:1 e outro com conexão Y com razão de transformação 1:$\sqrt{3}$, para garantir que tensões com amplitudes iguais sejam induzidas nas bobinas do primário, conectado em delta. Esse arranjo, que introduz uma defasagem de 30º nas formas de onda, é o responsável pelo cancelamento dos harmônicos de baixa ordem (5º e 7º). Para obter esse resultado (e, de forma similar, o cancelamento dos harmônicos de qualquer ordem) é preciso que no primário do transformador, onde as tensões dos secundários se somam, os harmônicos provenientes de cada conjunto estejam em oposição de fase. A Figura 52 ilustra a obtenção desse efeito, sem a preocupação com as amplitudes. No conversor com a conexão Δ- Δ e relação de transformação 1:1, as tensões de linha induzidas no primário são iguais em amplitude e fase às tensões de linha geradas pelo conversor. Neste caso os harmônicos estão em fase com a fundamental. No conversor da ligação Y- Δ as tensões de linha do secundário são geradas com um atraso de 30º em relação ao conversor Δ- Δ, sendo esta uma imposição do sistema de controle. As tensões fundamentais induzidas nas bobinas do primário serão iguais às do secundário multiplicadas um fator de $\sqrt{3}\angle 30°$. No entanto, os defasamentos para os harmônicos são de h·30º em relação à fundamental, onde h é a ordem harmônica. Como cada componente tem uma sequência de fases (negativa para o 5º e positiva para o 7º, por exemplo), a fase dos harmônicos para o conversor Y-Δ, neste exemplo, é de 180º. Como as amplitudes são iguais aos dos harmônicos do conversor Δ-Δ, que não foram defasados, eles se cancelam. Pode-se demonstrar que efeito semelhante ocorre para as componentes harmônicas de ordem h dadas pela equação (35)[158].

$$h = 6 \cdot k \pm 1, \quad k = 1,3,5,\ldots \tag{35}$$

Para tensões trifásicas equilibradas com simetria de meia-onda, ou seja, apenas com componentes harmônicas ímpares não múltiplas de 3, isto significa que não haverá harmônicas de 5ª, 7ª, 17ª, 19ª, 29ª, 31ª, 41ª e 43ª. As demais componentes de interesse para a questão de qualidade da energia (11ª, 13ª, 23ª, 25ª, 35ª, 37ª, 47ª e 49ª) devem ser suprimidas ou minimizadas com a utilização da modulação seletiva de harmônicos. A seção seguinte apresenta este método de modulação e os requisitos de uma solução para o cancelamento destas 8 componentes harmônicas em particular.

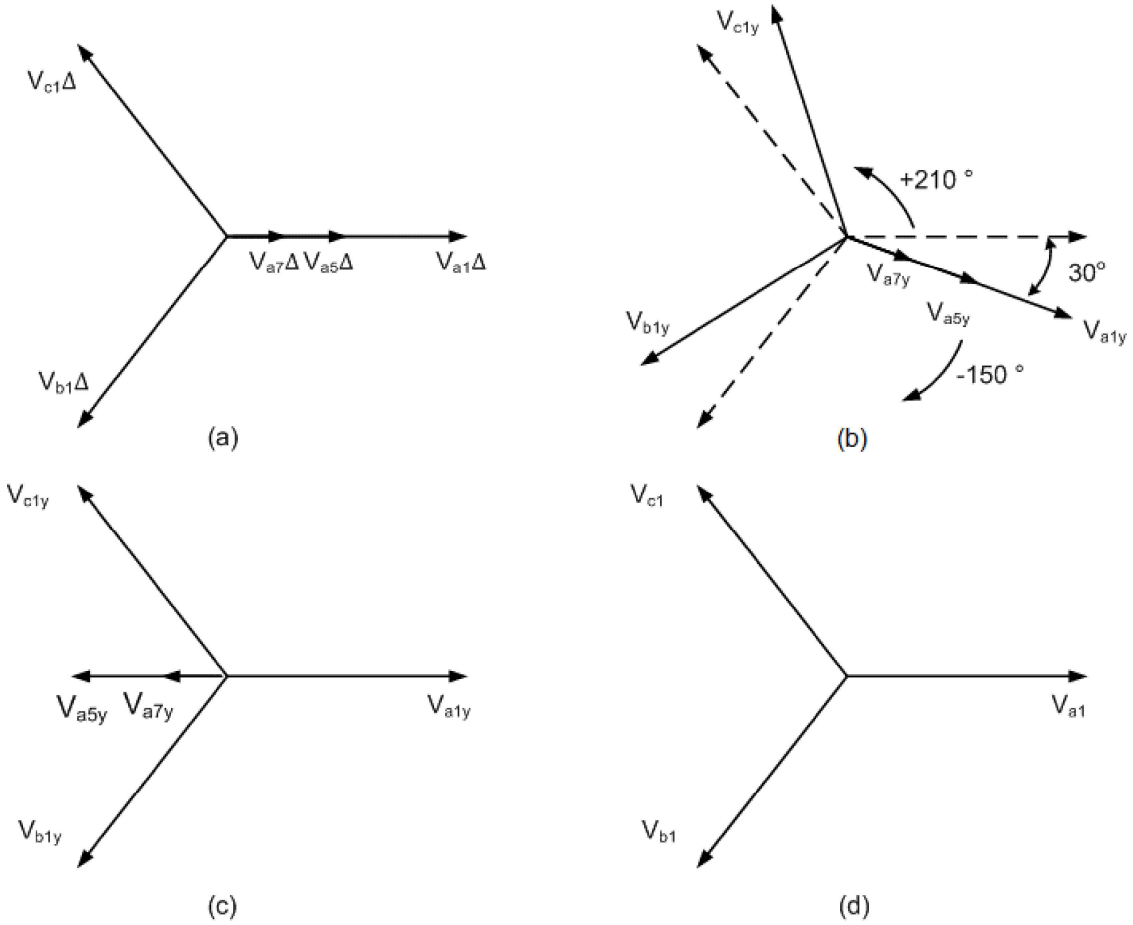


Figura 52. (a) Tensões nas bobinas do secundário Δ (b) Tensões nas bobinas do secundário Y (c) Tensões do secundário Y transferidas para o primário (d) Resultado da soma das tensões induzidas no primário.

4.2 Modulação PWM com eliminação seletiva de harmônicos

A modulação com eliminação seletiva de harmônicos foi desenvolvida em 1973 com o objetivo expresso de eliminar harmônicas da tensão de saída de inversores de meia onda ou onda completa, nos quais a frequência e a amplitude da tensão fossem constantes [159]. Em 1974, o conceito foi expandido para conversores de frequência e tensão variável [160]. A solução generalizada para formas de onda de 2 níveis é apresentada, consistindo na determinação dos instantes ou ângulos em que a forma de onda quadrada base é "recortada", tal como ilustra a Figura 53, que mostra uma forma de onda de tensão gerada pela modulação SHE-PWM com N ângulos. Quanto maior o número de ângulos, maior o número de componentes harmônicas eliminadas, porém maior a dificuldade de solução das equações e maior frequência de amostragem requerida para implementá-las em um controlador digital.

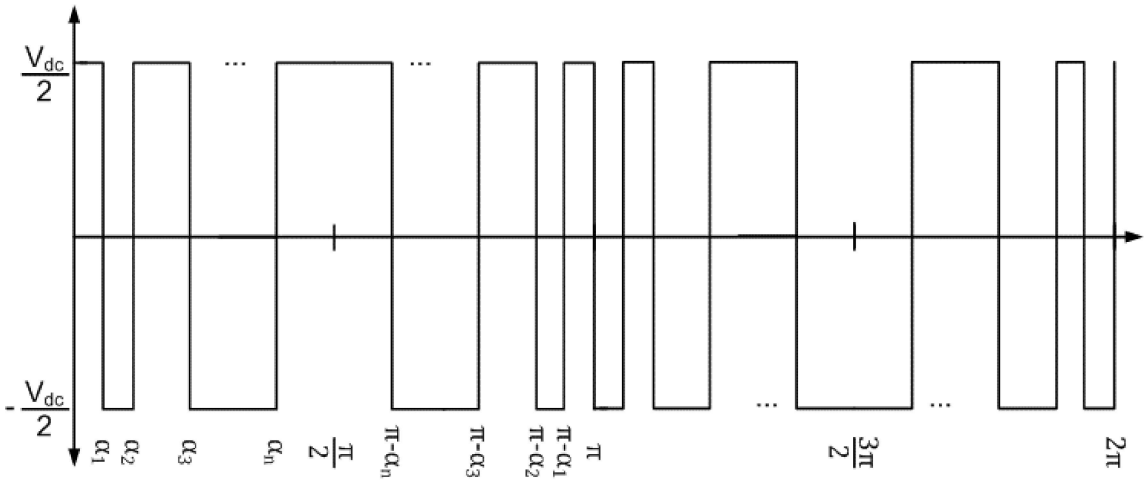


Figura 53. Forma de onda generalizada para a tensão de fase de saída de um inversor com modulação SHE-PWM de n ângulos.

Por este motivo, as soluções *off-line*, nas quais os valores dos ângulos de comutação para vários índices de modulação são computados previamente e armazenados em tabelas, são mais frequentemente usadas [161]. Além de permitir a eliminação de componentes harmônicas específicas, a modulação SHE-PWM também apresenta as seguintes características:

- Maior ganho de tensão;
- Frequência de comutação cerca de 50% menor do que modulação convencional e, portanto, menores perdas;
- Menor *ripple* no barramento de tensão contínua;
- Maior amplitude de componente fundamental pode ser alcançada antes de se atingir a limitação de largura de pulso mínima das chaves estáticas;
- Considerável elevação da amplitude da primeira componente harmônica não eliminada.

Para se obter fator de potência unitário no ponto de conexão com a rede, a técnica de modulação selecionada deve garantir a eliminação dos harmônicos cujas ordens são dadas pela equação (36), isto é, 11ª, 13ª, 23ª, 25ª 35ª, 37ª, 47ª e 49ª. A representação por Série de Fourier de um sinal periódico qualquer é dada pela equação (37).

$$h = 12 \cdot j \pm 1, \quad j = 1,2,3,\ldots \tag{36}$$

$$f(\omega t) = \sum_{h=1}^{\infty} [a_h \sin(h\omega t) + b_h \cos(h\omega t)] \tag{37}$$

$$\begin{cases} a_h = \dfrac{4}{h\pi}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{n}(-1)^k \cos(h \cdot \alpha_k)\right], & \forall\, h\ \acute{i}mpar \\ a_h = 0, \ \ \forall h\ par \end{cases} \tag{38}$$

$$\alpha_1 < \alpha_2 \ldots < \alpha_N < \frac{\pi}{2} \tag{39}$$

Considerando-se que este sinal tenha simetria de um quarto de onda, os coeficientes b_h são zero para todo h, e os coeficientes a_h são dados pela equação (38), com a restrição para os ângulos dada em (39) [94].

Considerando o sistema trifásico equilibrado, não há preocupação com os harmônicos triplos. Portanto, para eliminar as 8 componentes harmônicas estabelecidas por (36) e controlar a componente fundamental, são necessárias N = 9 equações. A equação (40) mostra o sistema de equações não-lineares que deve ser resolvido resultando em 9 ângulos α, onde M é o índice de modulação, dado em (41). Nesta definição, M = 1 corresponde à operação em modo *six-step*.

$$\vec{f} = \begin{bmatrix} 1 - 2 \cdot \cos\alpha_1 + 2 \cdot \cos\alpha_2 + \cdots + 2 \cdot (-1)^N \cdot \cos\alpha_N + M \\ 1 - 2 \cdot \cos(h_1\alpha_1) + 2 \cdot \cos(h_1\alpha_2) + \cdots + 2 \cdot (-1)^N \cdot \cos(h_1\alpha_N) \\ \vdots \\ 1 - 2 \cdot \cos(h_N\alpha_1) + 2 \cdot \cos(h_N\alpha_2) + \cdots + 2 \cdot (-1)^N \cdot \cos(h_N\alpha_N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{40}$$

$$M = \frac{V_1 \cdot \pi}{2 \cdot V_{dc}} \tag{41}$$

As equações em (40) são transcendentais, isto é, suas soluções não podem ser expressas por meio de funções elementares. Para serem resolvidas, é necessário utilizar um método numérico. O método majoritariamente adotado na literatura é o Método de Newton [92], [162], [163]. Para tanto, deve-se resolver a equação (42), onde a derivada da função $\vec{f}$ em relação a $\vec{\alpha}$ é a matriz Jacobiana $J(\vec{\alpha})$, dada em (43), e onde $d\vec{\alpha}$ é o incremento no valor dos ângulos a cada iteração. A equação (44) estabelece os valores iniciais escolhidos para os ângulos para que haja convergência [164], onde $k = 1,2,\cdots,(N-1)/2$ e $\Delta\alpha$ é um ângulo pequeno que garante que a condição da equação (39) é satisfeita. Para N = 9, tem-se que $\Delta\alpha < 6°$.

A solução também pode ser obtida via um algoritmo de otimização não linear de funções de múltiplas variáveis com restrições. A formulação deste tipo de problema é dada na equação (45).

$$\vec{f} + \frac{d\vec{f}}{d\vec{\alpha}} \cdot d\vec{\alpha} = 0 \tag{42}$$

$$\frac{d\vec{f}}{d\vec{\alpha}} = \begin{bmatrix} 2 \cdot \sin\alpha_1 - 2 \cdot \sin\alpha_2 + \cdots - 2 \cdot (-1)^N \cdot \sin\alpha_N \\ 2 \cdot h_1 \cdot \sin(h_2\alpha_1) - 2 \cdot h_1 \cdot \sin(h_2\alpha_2) + \cdots - 2 \cdot (-1)^N \cdot h_1 \cdot \sin(h_2\alpha_N) \\ \vdots \\ 2 \cdot h_N \cdot \sin(h_N\alpha_1) - 2 \cdot h_N \cdot \sin(h_N\alpha_2) + \cdots - 2 \cdot (-1)^N \cdot h_N \cdot \sin(h_N\alpha_N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{43}$$

$$\begin{cases} \alpha_{2k-1}^{0} = 30° + 120° \cdot \dfrac{k}{(N+1)} - \Delta\alpha \\ \alpha_{2k}^{0} = 30° + 120° \cdot \dfrac{k}{(N+1)} + \Delta\alpha \\ \alpha_{N}^{0} = 90° - \Delta\alpha \end{cases} \tag{44}$$

$$\min_{x} g(x) \; tal \; que \begin{cases} c(x) \leq 0 \\ ceq(x) = 0 \\ A \cdot x \leq b \\ Aeq \cdot x = beq \\ lb \leq x \leq ub \end{cases} \tag{45}$$

Para se encontrar os ângulos da modulação SHE-PWM, o problema pode ser definido de tal forma que a função multiobjetivo $g(x)$ seja verdadeira para todo x, por exemplo g(x) = 0, e utilizando a restrição $ceq(x) = 0$ para calcular as soluções do problema original descrito pela equação (40) e a restrição $c(x) \leq 0$ para atender ao critério estabelecido em (39). As matrizes e vetores A, Aeq, b, beq não são utilizadas, permanecendo indefinidas, e as restrições de barreira lb e ub (*lower boundary* e *upper boundary*, respectivamente) confinam as soluções ao intervalo $0° \leq x \leq 90°$.

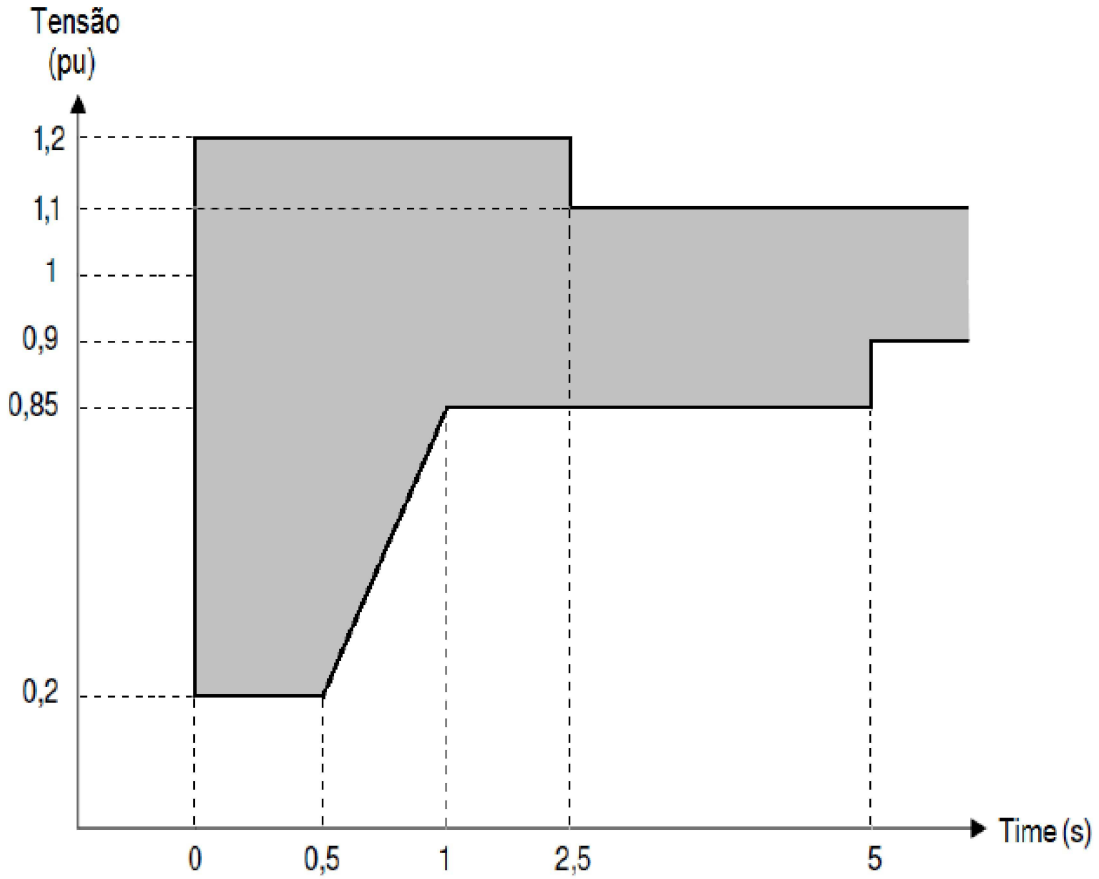


Figura 54. Requisito de suportabilidade a afundamentos de tensão [165].

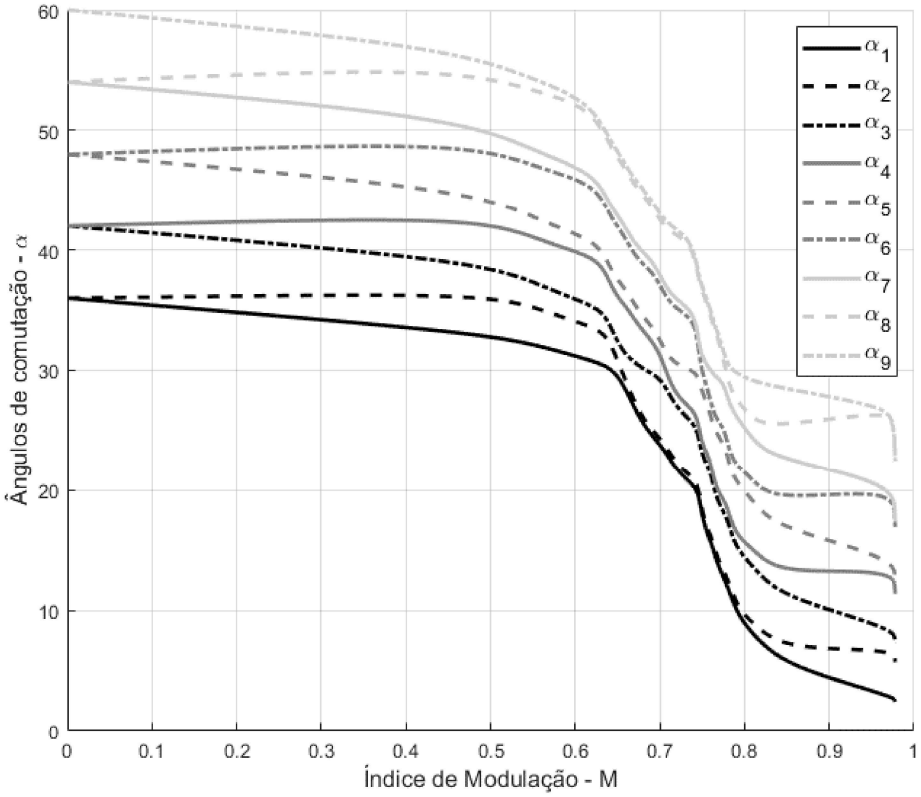


Figura 55. Ângulos de comutação versus índice de modulação, para SHE-PWM de 9 pulsos.

Para a aplicação do TUPF como retificador de conexão à rede, o intervalo de índices de modulação a serem avaliados poderia ficar confinado apenas à região de regime permanente de operação, com a tensão variando ± 10% em relação ao seu valor nominal. Outro critério é manter o conversor operando com a modulação SHE-PWM mesmo durante transitórios na tensão do ponto de conexão, atendendo aos requisitos de suportabilidade a variações momentâneas de tensão estabelecidos pela ANEEL em um leilão de fontes alternativas de energia [165], por exemplo.

A Figura 54 mostra que a tensão terminal pode variar entre 0,2 e 1,2 pu. Se 1,2 pu de tensão terminal corresponder à operação *six-step*, tem-se que a faixa de variação do índice de modulação seria $0{,}16 \leq M \leq 1$. Esta avaliação é importante porque muitas vezes os algoritmos de otimização não convergem para valores muito baixos de M. Reduzindo a faixa de valores de M para os quais os ângulos de comutação são calculados também reduz o tamanho das tabelas a serem armazenadas.

Utilizando-se a equação (45), os ângulos de comutação foram obtidos para o conversor 2 níveis para índices de modulação entre 0,17 e 0,9, com uma descontinuidade nas curvas no ponto M = 0,5, como mostra a Figura 55. Isto implica na geração de 2 conjuntos de polinômios de interpolação,

caso se queira manter a utilização da modulação SHE-PWM nas regiões de baixa amplitude de tensão da rede.

4.3 Controle do conversor TUPF

As pontes de 6 pulsos podem ser conectadas em série ou em paralelo no lado cc. A conexão paralela é preferida como um meio de evitar o compartilhamento irregular de corrente entre as pontes, o que deterioraria o cancelamento harmônico fornecido pelo transformador [166]. Além disso, medições de corrente e tensão são tomadas no enrolamento de MT, já que esses sinais são essencialmente livres de distorção harmônica. Os sinais equivalentes de baixa tensão são calculados via equações do transformador e usados na malha de sincronismo DDSRF-PLL [167] e malhas de controle. Os detalhes das interconexões da ponte são mostrados na Figura 56. Neste trabalho, assume-se que uma corrente constante, IL, é injetada no barramento cc do conversor pelo conversor conectado ao gerador.

As equações de (46) a (50) modelam o sistema no espaço de estados em coordenadas abc. Tensões Vabc, Δ e Vabc, Y são usadas para gerar ângulos de sincronização e correntes Iabc, Δ e Iabc, Y são as variáveis de controle, juntamente com a tensão do barramento c.c., Vdc. A corrente IL é incluída como uma perturbação na malha de controle da tensão contínua. Nestas equações R, L são os parâmetros de indutância *boost*, di,Δ e di,Y são os estados dos interruptores nas pontes x e y, respectivamente, com valores médios expressos pelas equações (51). Os valores para Di,Δ e Di, y são calculados de acordo com a equação (52) [168].

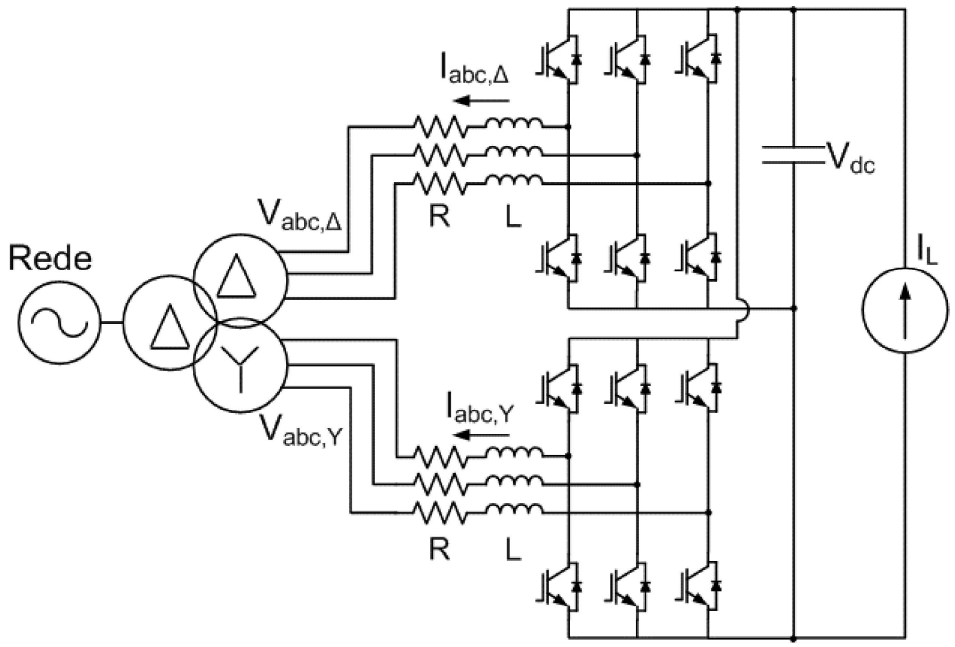


Figura 56. Diagrama esquemático do conversor TUPF simulado.

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u} \tag{46}$$

$$\boldsymbol{x}^{\boldsymbol{T}} = [\boldsymbol{ia}_{\boldsymbol{\Delta}} \quad \boldsymbol{ib}_{\boldsymbol{\Delta}} \quad \boldsymbol{ic}_{\boldsymbol{\Delta}} \quad \boldsymbol{ia}_{\boldsymbol{y}} \quad \boldsymbol{ib}_{\boldsymbol{y}} \quad \boldsymbol{ic}_{\boldsymbol{y}} \quad \boldsymbol{v}_{\boldsymbol{dc}}] \tag{47}$$

$$\boldsymbol{u} = [\boldsymbol{va}_{\boldsymbol{\Delta}} \quad \boldsymbol{vb}_{\boldsymbol{\Delta}} \quad \boldsymbol{vc}_{\boldsymbol{\Delta}} \quad \boldsymbol{va}_{\boldsymbol{y}} \quad \boldsymbol{vb}_{\boldsymbol{y}} \quad \boldsymbol{vc}_{\boldsymbol{y}} \quad \boldsymbol{i}_{\boldsymbol{L}}] \tag{48}$$

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} -\frac{\boldsymbol{R}}{\boldsymbol{L}} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \frac{\boldsymbol{D_{1\Delta}}}{\boldsymbol{L}} \\ \boldsymbol{0} & -\frac{\boldsymbol{R}}{\boldsymbol{L}} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \frac{\boldsymbol{D_{2\Delta}}}{\boldsymbol{L}} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & -\frac{\boldsymbol{R}}{\boldsymbol{L}} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \frac{\boldsymbol{D_{3\Delta}}}{\boldsymbol{L}} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & -\frac{\boldsymbol{R}}{\boldsymbol{L}} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \frac{\boldsymbol{D_{1y}}}{\boldsymbol{L}} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & -\frac{\boldsymbol{R}}{\boldsymbol{L}} & \boldsymbol{0} & \frac{\boldsymbol{D_{2y}}}{\boldsymbol{L}} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & -\frac{\boldsymbol{R}}{\boldsymbol{L}} & \frac{\boldsymbol{D_{3y}}}{\boldsymbol{L}} \\ \frac{\boldsymbol{d_{1\Delta}}}{\boldsymbol{C}} & \frac{\boldsymbol{d_{2\Delta}}}{\boldsymbol{C}} & \frac{\boldsymbol{d_{3\Delta}}}{\boldsymbol{C}} & \frac{\boldsymbol{d_{1y}}}{\boldsymbol{C}} & \frac{\boldsymbol{d_{2y}}}{\boldsymbol{C}} & \frac{\boldsymbol{d_{3y}}}{\boldsymbol{C}} & \boldsymbol{0} \end{bmatrix} \tag{49}$$

$$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} -\frac{\boldsymbol{1}}{\boldsymbol{L}} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & -\frac{\boldsymbol{1}}{\boldsymbol{L}} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & -\frac{\boldsymbol{1}}{\boldsymbol{L}} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & -\frac{\boldsymbol{1}}{\boldsymbol{L}} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & -\frac{\boldsymbol{1}}{\boldsymbol{L}} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & -\frac{\boldsymbol{1}}{\boldsymbol{L}} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \frac{\boldsymbol{1}}{\boldsymbol{L}} \end{bmatrix} \tag{50}$$

$$\begin{aligned} \boldsymbol{d}_{\boldsymbol{i\Delta}} &= \frac{\boldsymbol{M}}{\boldsymbol{2}}\boldsymbol{cos}\left(\boldsymbol{\omega t} - (\boldsymbol{i}-\boldsymbol{1})\frac{\boldsymbol{2\pi}}{\boldsymbol{3}}\right), \qquad \boldsymbol{i} = \boldsymbol{1,2,3} \\ \boldsymbol{d}_{\boldsymbol{iy}} &= \frac{\boldsymbol{M}}{\boldsymbol{2}}\boldsymbol{cos}\left(\boldsymbol{\omega t} - (\boldsymbol{i}-\boldsymbol{1})\frac{\boldsymbol{2\pi}}{\boldsymbol{3}} - \frac{\boldsymbol{\pi}}{\boldsymbol{6}}\right), \qquad \boldsymbol{i} = \boldsymbol{1,2,3} \end{aligned} \tag{51}$$

$$\boldsymbol{D}_{\boldsymbol{i\Delta,y}} = \boldsymbol{d}_{\boldsymbol{i\Delta y}} - \sum_{\boldsymbol{n=1}}^{\boldsymbol{3}} \boldsymbol{dn}_{\boldsymbol{\Delta}} + \boldsymbol{dn}_{\boldsymbol{y}} \tag{52}$$

As equações (53) a (57) mostram a representação do sistema em um referencial síncrono, no qual as grandezas variantes no tempo são substituídas por termos relacionados ao índice de modula-

ção. As equações das correntes dq para cada conversor são independentes umas das outras e são similares àquelas encontradas para o 2L-VSC convencional. Somente a tensão do barramento cc depende das variáveis de ambos os conversores, devido à sua conexão paralela.

$$\dot{x}_r = A_r x_r + B_r u_r \tag{53}$$

$$x_r{}^T = [id_\Delta \quad iq_\Delta \quad i0_\Delta \quad id_y \quad iq_y \quad i0_y \quad v_{dc}] \tag{54}$$

$$u_r = [vd_\Delta \quad vq_\Delta \quad v0_\Delta \quad vd_y \quad vq_y \quad v0_y \quad i_L] \tag{55}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{id}_\Delta \\ iq_\Delta \\ i0_\Delta \\ id_y \\ iq_y \\ i0_y \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & w & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{M}{2L} \\ -w & -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{L} & w & 0 & \frac{M}{2L} \\ 0 & 0 & 0 & -w & -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ \frac{3M}{4C} & 0 & \frac{3M}{2C} & \frac{3M}{4C} & 0 & \frac{3M}{2C} & 1 \end{bmatrix} \tag{56}$$

$$B_r = B \tag{57}$$

Esses resultados permitem o uso da típica estratégia Voltage Oriented Control (VOC), que permite rápida resposta transiente e alto desempenho em estado estacionário [169], bem como controle em malha aberta das potências ativa e reativa.

O esquema geral do controle e modulação de ambas as pontes é ilustrado na Figura 57. O controle é realizado em coordenadas dq, sendo possível controlar as potências ativa e reativa instantâneas em malha aberta ou fechada. A tensão no barramento c.c. é controlada por um regulador PI e, juntamente com o bloco de controle de potência, gera as referências para os reguladores de corrente. Estes, por sua vez, dão origem ao vetor de tensão de referência aplicado ao modulador SHE-PWM.

A Figura 58 apresenta o diagrama de blocos das duas malhas, a de potência/tensão c.c. externa, e as de corrente, internas. Um controlador do tipo proporcional-integral (PI) é empregado na malha de tensão e um ganho proporcional é empregado na malha de corrente. Os termos de desacoplamento cruzado e de *feedforward* também são incluídos no cálculo das tensões vd e vq de referência. O desacoplamento dos termos correspondentes às resistências dos indutores de saída, não mostrado na figura, também foi incluído no controle.

A sincronização com a rede é feita por meio do algoritmo DDSRF-PLL (Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL [167]), que permite o desacoplamento das componentes de sequência negativa e positiva, garantindo o correto funcionamento do algoritmo mesmo em condições

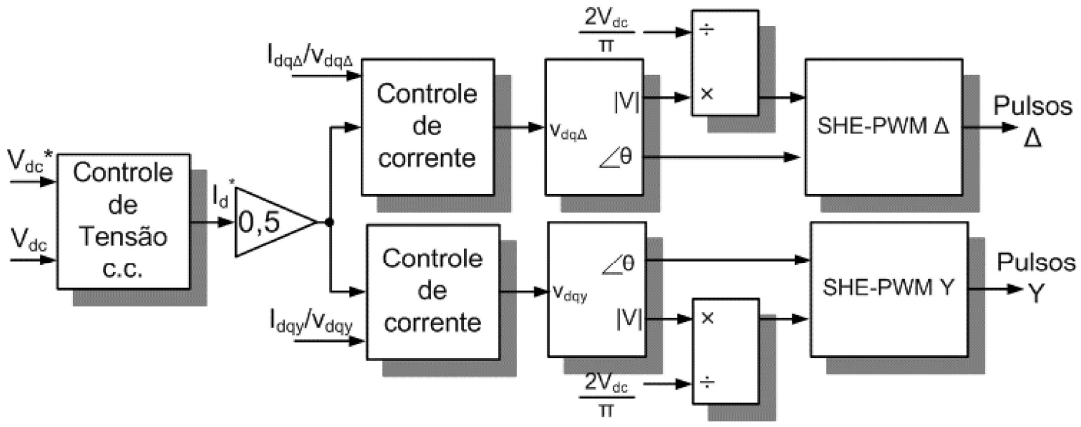


Figura 57. Diagrama de blocos da estratégia de controle do conversor TUPF.

de desbalanceamento e distorção harmônica nas tensões de rede.

As saídas dos controladores de corrente fornecem as componentes dq das tensões de referência. O vetor espacial de tensão é calculado de acordo com as equações (58) e (59) e o índice de modulação M é determinado como definido em (60).

$$|\vec{V}| = \sqrt{{v_d}^2 + {v_q}^2} \tag{58}$$

$$\angle\vec{V} = \tan^{-1}\frac{v_q}{v_d} \tag{59}$$

$$M = \frac{|\vec{V}|}{2V_{dc}/\pi} \tag{60}$$

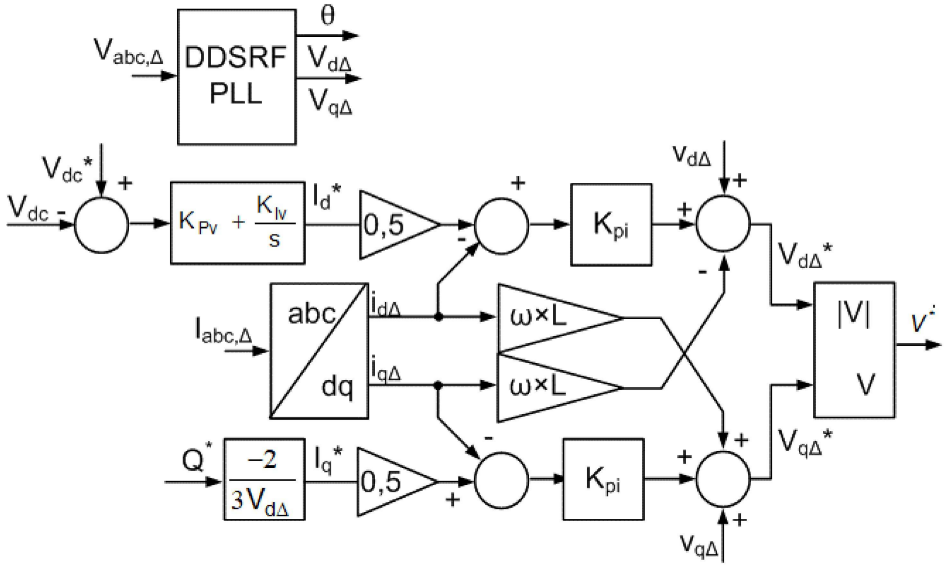


Figura 58. Diagrama de blocos do controle de tensão e de corrente (apenas uma ponte).

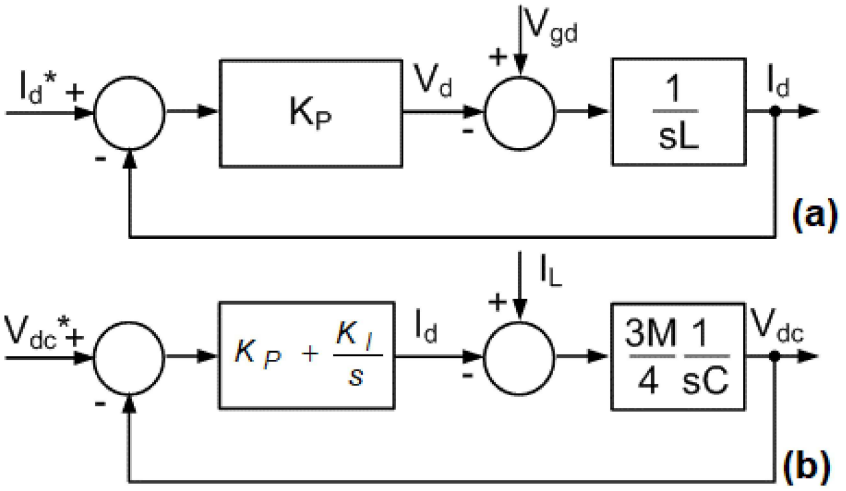


Figura 59. Diagramas de blocos simplificados para ajuste dos reguladores: (a) malha interna de corrente (b) malha externa de tensão.

O ajuste dos controladores PI das malhas de corrente e tensão foram feitos de acordo com o método da rigidez dinâmica proposto em [170], cuja metodologia é descrita brevemente a seguir.

Desconsiderando-se a resistência série e os termos cruzados da malha de corrente, o diagramas de blocos da planta de corrente se reduz ao mostrado na Figura 59(a) e a relação entre as grandezas i_d/v_d e (e similarmente i_q/v_q) é dada pela equação (61). Considerando a atuação do modulador e do regulador de corrente suficientemente rápidas, no referencial síncrono a planta para o controle da tensão do barramento se reduz ao diagrama mostrado na Figura 59(b) e V_{dc} está relacionada à corrente i_d de acordo com a equação (62), na qual M é o índice de modulação em regime e C_{dc} a capacitância total do barramento c.c. A representação destas equações no domínio de Laplace na forma de curvas de rigidez dinâmica é apresentada na Figura 60.

$$\left|\frac{v_{d,q}(s)}{i_{d,q}(s)}\right| = sL + K_{pi} \tag{61}$$

$$\left|\frac{i_d(s)}{v_{dc}(s)}\right| = s\frac{4C_{dc}}{3M} + K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \tag{62}$$

No regulador de corrente, o integrador e o ganho integral foram suprimidos para que a saída do controlador de corrente, ao ser colocada em cascata com o regulador c.c., continue tendo dimensão de tensão e, portanto, que o ganho proporcional de corrente, K_{pi}, tenha dimensão de resistência. O integrador do regulador de tensão garante que o erro estacionário de V_{dc} seja zero, mas a malha de corrente, devido à possibilidade de erros paramétricos, admite erros em regime para as correntes I_{dq}.

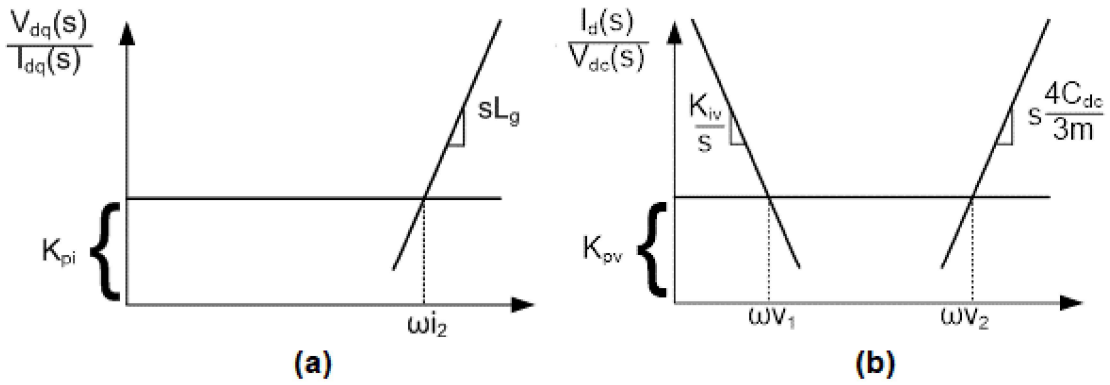


Figura 60. Curvas de rigidez dinâmica para ajuste dos controladores: (a) corrente (b) tensão.

As aproximações são válidas desde que as frequências ωi_2, ωv_1 e ωv_2, estejam suficientemente separadas. Como o controle é feito em cascata e a malha de corrente é a mais interna, é necessário que os reguladores sejam ajustados para $\omega v_2 \leq \omega i_2$. No caso da malha de controle de corrente a frequência ωi_2 está separada de ωv_2 por um fator de 10, ao passo que na malha de tensão, ωv_1 e ωv_2 estão separadas por um fator de 5. A frequência ωi_2 é escolhida uma década abaixo da frequência de oscilação da referência de corrente i_d, em torno de 720 Hz. Esta oscilação é resultante da pulsação natural de 12° harmônico devido à estrutura de 12 pulsos do conversor, que está presente na tensão do barramento c.c. e, por conseguinte, na referência de corrente Id. Os ganhos dos controladores são calculados, então, de acordo com as equações (63) e (64).

$$K_{pi} = L\omega i_2; \tag{63}$$

$$K_{pv} = \frac{4}{3}\frac{C_{dc}}{M}\omega v_2;\ K_{iv} = K_{pv}\omega v_1 \tag{64}$$

4.4 Aspectos da implementação do conversor TUPF

4.4.1 Modulador SHE-PWM

Um aspecto muito discutido sobre a implementação de moduladores SHE-PWM é o espaço em memória necessário para o armazenamento das tabelas de pares de ângulos de comutação em função do índice de modulação [81], [163], [171]. Muitos autores adotam soluções em tempo real, baseadas em equações que aproximam as curvas de índice de modulação versus ângulos de diversas maneiras [172]–[175]. No entanto, soluções ditas *off-line* ou pré-programadas são mais comuns, por constituírem a implementação "ótima" da eliminação seletiva de harmônicos [176].

Uma característica igualmente importante, porém menos abordada, na implementação do modulador SHE-PWM com métodos *off-line* é a exatidão dos instantes de chaveamento e a manutenção

do padrão de pulsos calculado a cada ciclo de fundamental [177]. Uma solução simples que busca evitar o uso de múltiplos contadores envolve a comparação dos ângulos das tabelas com portadoras triangulares com duas vezes a frequência fundamental. A portadora da fase A é sincronizada com o sinal de sincronismo do PLL, sendo as das demais fases geradas a partir dessa. A taxa de amostragem com que estas portadoras são geradas e com que as comparações são feitas se mostram críticas, conforme demonstrado no exemplo a seguir.

A Figura 61 mostra os sinais de ângulo da tensão em tempo contínuo e para uma frequência de amostragem de 6 kHz, que é a frequência na qual o controle implementado em DSP do protótipo TUPF será implementado. Utilizando-se o mesmo índice de modulação, estes sinais aplicados ao modulador SHE-PWM produzem os padrões de pulso apresentados na Figura 62. Observa-se que o padrão obtido com o sinal amostrado a 6 kHz perde sua característica de 9 pulsos e, portanto, não apresenta mais o espectro harmônico desejado nem a componente fundamental solicitada pelo controlador.

Para solucionar este problema é necessária uma modificação no cálculo do vetor espacial de tensão de referência, de forma que o sinal de ângulo contenha apenas a informação de perturbação do ângulo da tensão sintetizada em relação à tensão da rede, a qual é diretamente relacionada à ação do controle de corrente, conforme mostra a Figura 63. Ou seja, o ângulo da tensão sintetizada pelos conversores, θ_c, é calculado somando-se um valor de delta de ângulo, $\partial\theta$, ao ângulo da tensão nos terminais dos transformadores, θ_g.

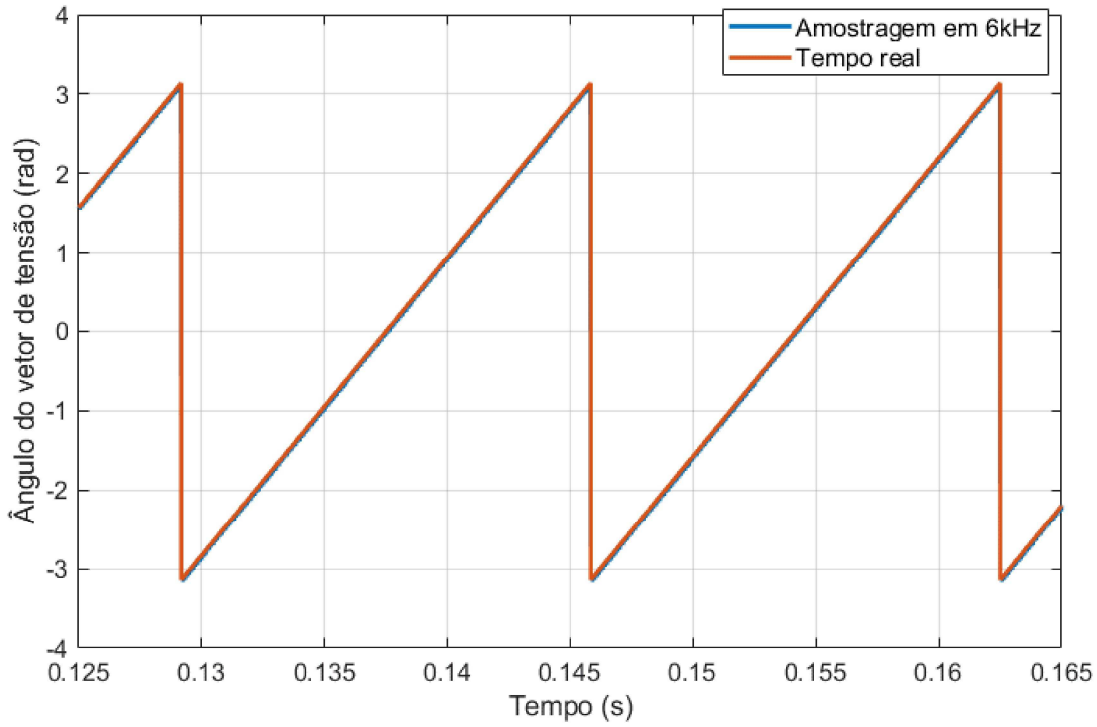


Figura 61. Ângulo da tensão de referência em tempo real e amostragem em 6 kHz.

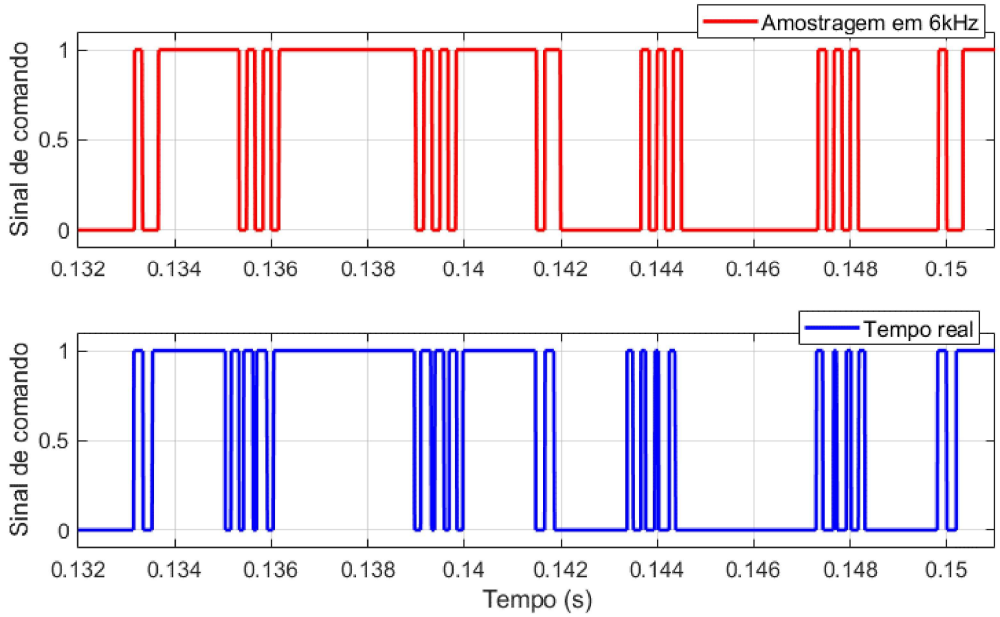


Figura 62. Comandos obtidos com diferentes taxas de amostragem.

Dada a faixa de índices de modulação estabelecida na seção 4.2, a menor largura de pulso a ser sintetizada pelo modulador é de cerca de 12µs, o que significa que a portadora triangular e as comparações com a tabela de ângulos requerem taxas de amostragem superiores a 80 kHz. Há na literatura alguns trabalhos [163], [164] que indicam a possibilidade de se otimizar o uso de DSPs para a realização dos cálculos do modulador a intervalos de até 14 µs, mas, ao que tudo indica, estes resultados são obtidos apenas para um índice de modulação constante e em malha aberta.

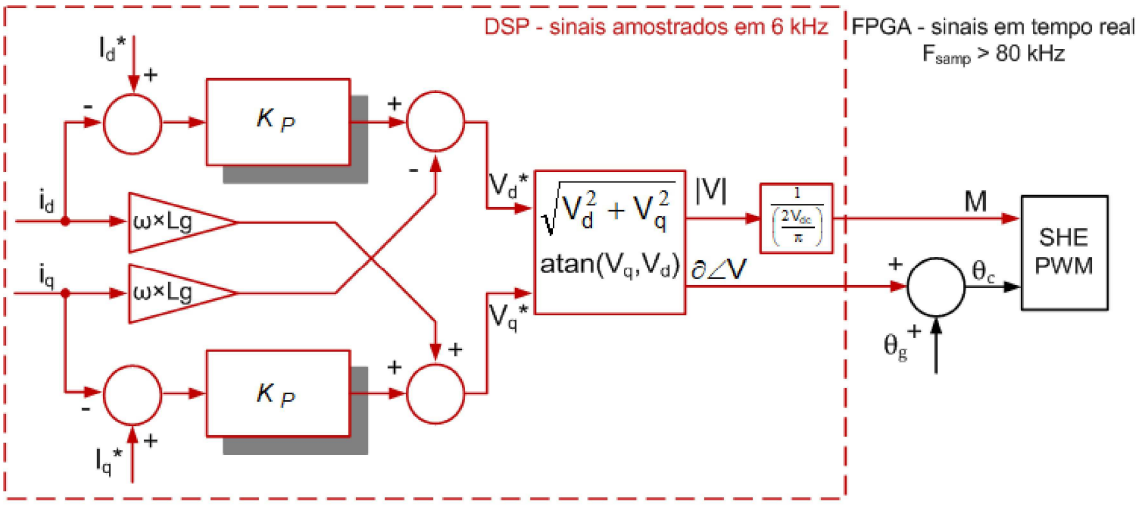


Figura 63. Diagrama de blocos simplificado mostrando a alteração no cálculo do sinal de ângulo do vetor de tensão.

Um resultado como estes foi obtido experimentalmente com a implementação do modulador em DSP operando a 24 kHz sem a ação de malhas de controle. Detalhes deste teste são incluídos no Anexo. Apesar de os padrões de pulsos se mostrarem corretos, simulações indicam que o acúmulo de erros proveniente desta implementação impede seu uso em malha fechada. Desta forma, definiu-se que o modulador SHE-PWM e o PLL que gera o ângulo com o qual as portadores triangulares são sincronizadas, devem ser implementados em FPGA (*Field Programmable Gate Array*), que, ao contrário de DSPs, executa todas as operações de forma paralela com um sinal de *clock* [178], permitindo alcançar taxas de cálculo da ordem de MHz. No caso específico do conversor TUPF, verificou-se empiricamente que frequências acima de 250 kHz são suficientes para a correta operação do controlador em conjunto com o modulador SHE.

4.4.2 Indutores e transformador

Do ponto de vista das características de ressonância dos parques eólicos, é desejável que a indutância série associada aos PCS dos aerogeradores seja a menor possível, de tal maneira que contribuam o mínimo possível para a elevação da indutância equivalente vista pelos conversores (fontes de harmônicos), já que, quanto maior a indutância total, menor serão as frequências nas quais ocorrem as ressonâncias.

Do ponto de vista prático da construção do conversor, a indutância série tem o papel de limitar as correntes harmônicas que circulam entre as pontes de IGBT e o transformador. Este limite será dado pelas curvas de operação segura dos IGBTs e pelo *derating* de potência do transformador de média.

A Figura 65 mostra as formas de onda de corrente de um dos secundários do transformador e das chaves de uma das fases da ponte de IGBTs, para um conversor TUPF de 2 MW com indutância de 110 μH (17,4%) por fase por ponte. O valor de pico da fundamental é de 1142 A. No entanto, pelas curvas, observa-se que o valor máximo atingido pelas correntes ultrapassa 2200 A. Isso ocorre devido às elevadas amplitudes do 5° e 7° harmônicos (97% e 41%), respectivamente. Este valor corresponde a cerca de 90% da corrente máxima listada na folha de dados para um módulo de IGBTs de 1200A [179]. A corrente de pico repetitiva máxima, de 2500 A, deve ser respeitada inclusive durante a operação com tensão de rede reduzida (-10%). Outra característica dos semicondutores que limita os valores das indutâncias é a corrente rms máxima por ponte. Estas restrições devem ser respeitadas mesmo que as temperaturas de junção dos dispositivos estejam abaixo dos limites máximos, de forma a respeitar a curva de operação segura dos IGBTs [180].

Com isto, as indutâncias mínimas a serem consideradas no projeto de um conversor TUPF para esta faixa de potência ficam abaixo do critério prático de 10% normalmente empregado em conversores conectados à rede de energia.

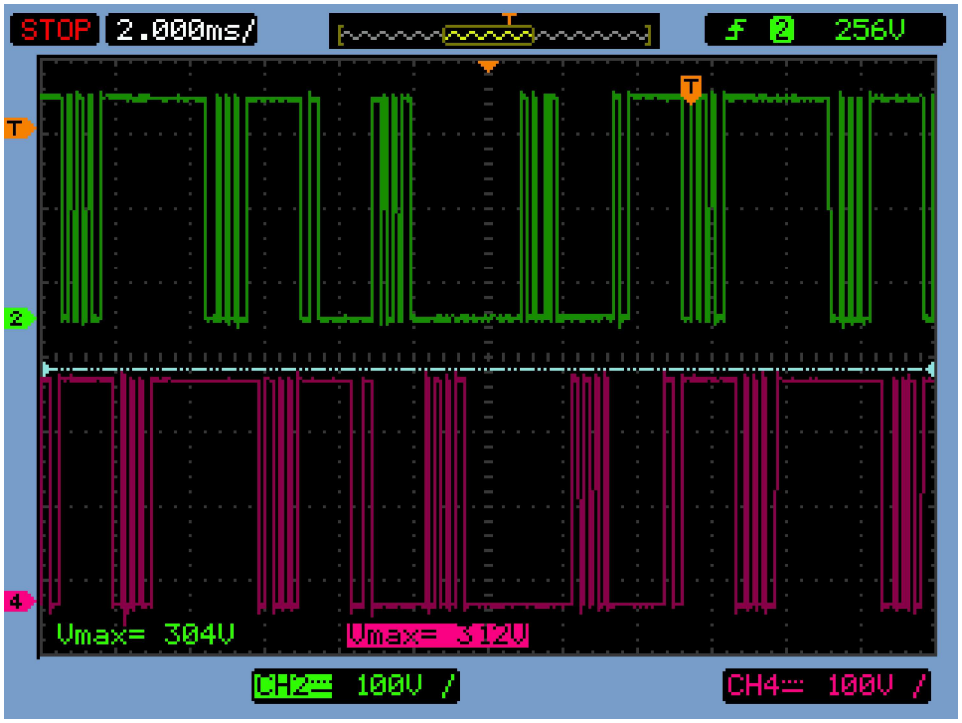


Figura 64. Sinais de comando de uma das chaves das pontes Δ e Y do protótipo do conversor TUPF operando em malha aberta, com índice de modulação constante.

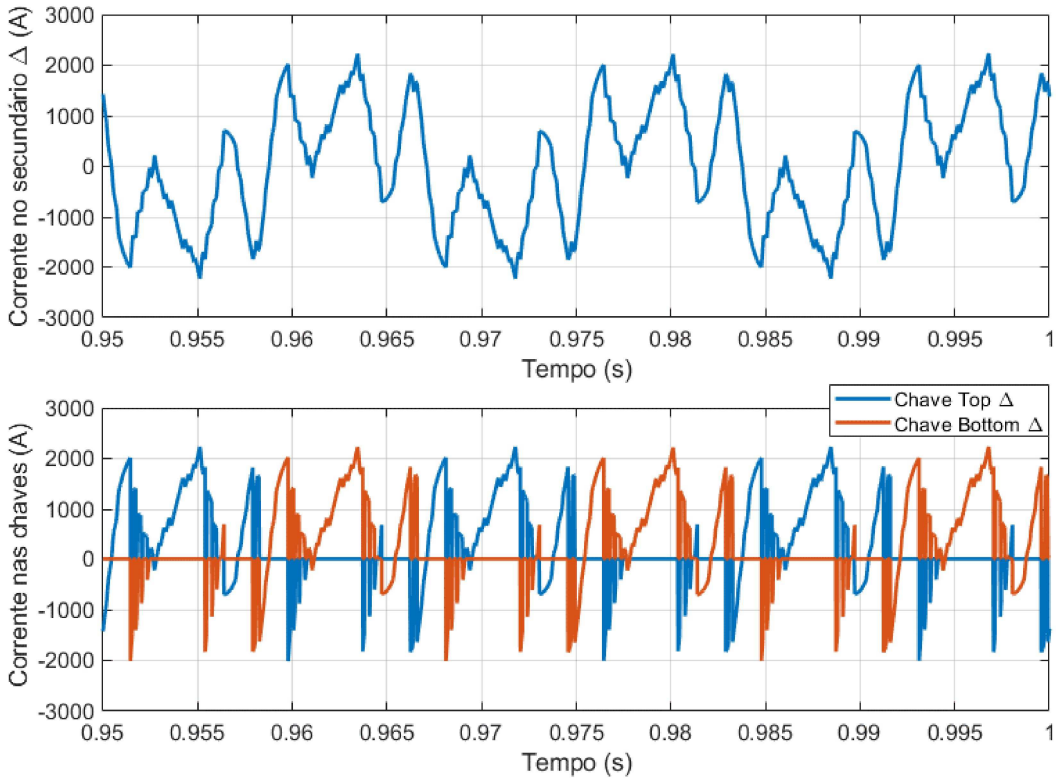


Figura 65. Corrente no secundário Δ do transformador e nas chaves de uma fase da ponte Δ.

Dadas estas curvas de corrente, deve-se avaliar também o *derating* da capacidade de corrente do transformador devido à circulação destas correntes harmônicas elevadas. A norma ANSI/IEEE Std C57.110-1986 [181] determina como calcular o fator de correção para a corrente não senoidal que provoca as mesmas perdas em um transformador que a corrente de projeto. As perdas com carga em condições nominais ($P_{LL\text{-}R}$) são dadas pela equação (65), onde $P_{EC\text{-}R}$ são as perdas devido às correntes de Foucault nos enrolamentos e $P_{OSL\text{-}R}$ são outras perdas de dispersão. As grandezas estão em pu.

$$P_{LL-R} = 1 + P_{EC-R} + P_{OSL-R} \tag{65}$$

No caso do transformador de dois secundários do conversor TUPF, a parcela $P_{OSL\text{-}R}$ é considerada igual a zero, pois contabiliza perdas causadas por fluxos harmônicos. Na condição de equilíbrio, estes fluxos se cancelam no núcleo do transformador.

A corrente máxima não senoidal no transformador é dada pela equação (66), onde I_h são os valores rms das componentes harmônicas e I_R o valor rms da corrente nominal. O fator FHL (*harmonic loss factor*) é análogo ao conhecido fator K, mas é considerado menos conservador do que este [182]

$$I_{max} = \sqrt{\frac{P_{LL-R}}{1 + F_{HL}P_{EC-R}}} = \frac{\sum_{h=1}^{N} I_h^2}{I_R} \tag{66}$$

A norma não estabelece a máxima ordem harmônica a ser considerada no cálculo, apenas define que devem ser utilizadas as componentes de amplitude "significativa". Nos exemplos apresentados apenas componentes com valores acima de 1% são incluídas. Este será o critério adotado neste trabalho.

A Figura 66 mostra o espectro harmônico das correntes no transformador até a ordem 100. Utilizando estas correntes e a equação (66), os valores máximos de corrente permitidos em cada enrolamento foram calculados. Estes são dados na Tabela 17, juntamente com o fator K equivalente, que é o parâmetro a ser utilizado no projeto e aquisição do transformador.

Tabela 17. Corrente máxima por enrolamento do transformador e fator K.

Enrolamento	Fator K	I_{max} (porcentagem de I_R)
Secundário Δ	32,4	73,5%
Secundário Y	31,8	73,8%
Primário	12,7	99,4%
Ponderado	14,9	86,5%

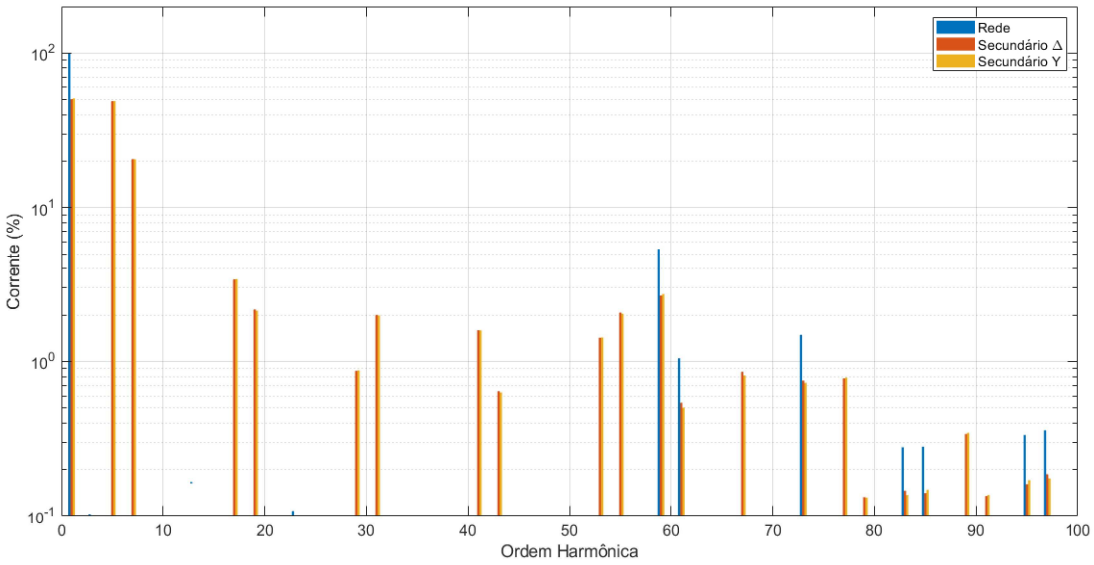


Figura 66. Espectro harmônico das correntes nos enrolamentos do transformador.

Como a corrente no primário é livre de harmônicos abaixo da 50ª ordem, uma ponderação pela potência dos enrolamentos foi incluída. As considerações apresentadas nesta seção foram utilizadas na definição dos parâmetros do conversor TUPF simulado, apresentado na seção a seguir, e no protótipo em pequena escala.

4.5 Simulação do conversor TUPF

A operação básica do conversor TUPF foi avaliada em ambiente de simulação MATLAB/Simulink. O conversor simulado representa uma adaptação dos conversores 2L-VSC de 2MW encontrados no parque Cerro Chato I. As principais características do conversor simulado são listadas na Tabela 18.

Tabela 18. Dados do conversor TUPF simulado.

Parâmetro	Valor
Potência nominal	2 MW
Tensão nominal (BT/MT)	0,69 / 34,5 kV
Corrente nominal (BT/MT)	1673 / 33,47 A
Frequência nominal	60 Hz
Tensão do barramento contínuo	1150 V
Capacitância do barramento	210 mF
Indutância total série (indutor + transformador)	110 µH (17,4%) + 29 µH (4,6%)

A operação do conversor c.a.-c.c. do lado do gerador não foi simulada, sendo considerado regime permanente de geração e uma corrente constante sendo injetada no barramento contínuo. Inicialmente este é modelado como uma fonte ideal de tensão, para ajuste dos reguladores de corrente. O transformador de três enrolamentos e a rede de 34,5 kV são considerados ideais, sendo as indutâncias de dispersão do transformador adicionadas ao indutor série do conversor. O controle é aquele descrito na seção 4.3.

Os parâmetros dos controladores ajustados via rigidez dinâmica estão listados na Tabela 19. As frequências foram escolhidas de forma a manter uma separação de uma década entre o pólo da malha de corrente e o 12° harmônico. A separação entre as frequências do controlador de tensão é de 5 vezes, considerada suficiente de acordo com [183].

Tabela 19. Parâmetros dos controladores de corrente e tensão CC.

Controlador de corrente	
Parâmetro	**Valor**
Frequência do polo 2 (ω_2)	72 Hz
Ganho proporcional (K_P)	0,05
Controlador de tensão	
Frequência do polo 1 (ω_1)	7,2 Hz
Frequência do polo 2 (ω_2)	1,44 Hz
Ganho proporcional (K_P)	16,5
Ganho integral (K_I)	149,4

O controle de corrente e tensão c.c. em cascata foi testado aplicando-se uma variação em rampa de 0 a 1820 A na corrente c.c. em 0,5 segundos. O resultado é apresentado na Figura 67(a), onde se observa um erro em regime permanente de 10,8A (0,9%) na corrente de eixo d e um erro de -57,7 A na corrente de eixo q. A Figura 67(b) mostra as potências ativa e reativa na rede para este caso, juntamente com a rampa de potência aplicada ao barramento contínuo. Como há uma componente de corrente Iq não nula, o conversor injeta uma potência reativa capacitiva de cerca de -220 kVar na rede. Como não há malha de controle de potência reativa implementada, essa diferença pode ser zerada aplicando-se um comando positivo de reativo de mesma magnitude. O resultado desta operação é mostrado nas Figura 68 (a) e (b), com a aplicação da referência de potência reativa em degrau juntamente com a rampa de potência ativa. Nesta condição, o erro em regime da corrente de eixo d sobe para 16,9 A (1,4%) e o erro da corrente de eixo q em 69,7 A. Conforme mencionado na seção de descrição das malhas de controle, o erro em regime permanente é resultado da supressão do integrador

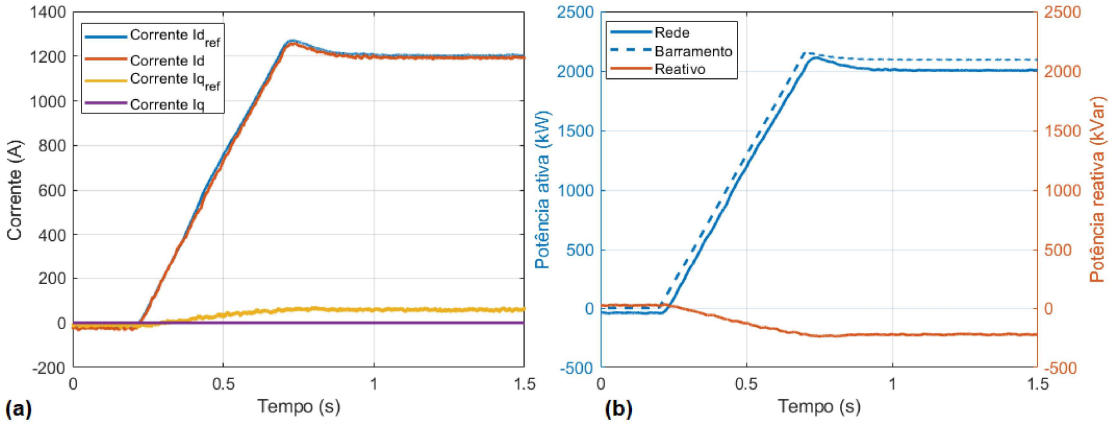


Figura 67. (a) Resposta dos controladores de corrente de eixos d e q à uma rampa de potência ativa (b) Potência ativa no barramento e na rede e potência reativa na rede.

no regulador de corrente. No caso dos reguladores de eixo q, ele poderia ser reinserio ou, alternativamente, uma malha externa de regulação de potência reativa poderia ser incluida. Apesar disto, como há uma malha externa de regulação de potência, as correntes reais estabelecidas nas fases no lado de média tensão do transformador estão corretas.

A Figura 69(a) mostra a corrente e a tensão no lado de média tensão para o caso em que não há comando de potência reativa e, a Figura 69(b), para o caso em que a potência reativa é compensado. O *ripple* na corrente é fundamentalmente devido à componente de ordem 59 (3540Hz), que é a primeira componente não cancelada pelo conversor TUPF. Vale lembrar que, na simulação, a rede foi considerada ideal.

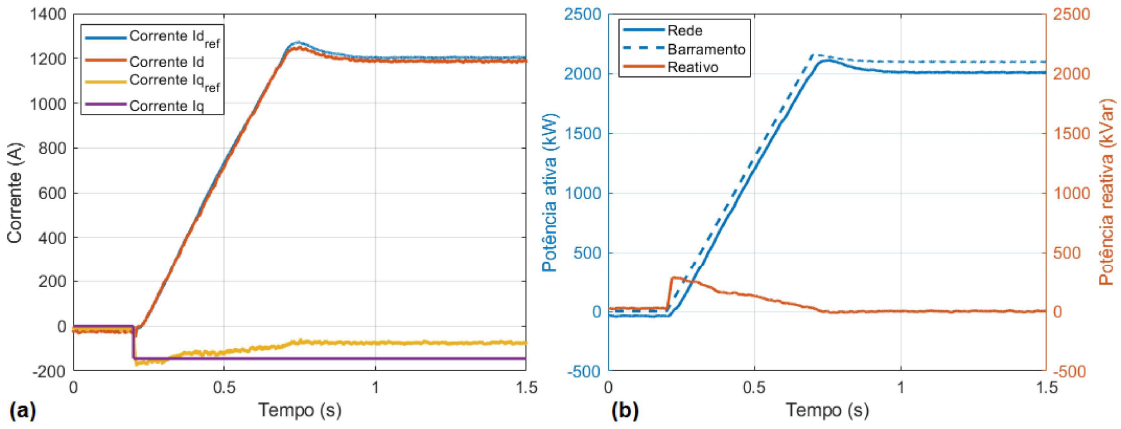


Figura 68. (a) Resposta dos controladores de corrente de eixos d e q à uma rampa de potência ativa e um degrau de potência reativa (b) Potência ativa no barramento e na rede e potência reativa na rede.

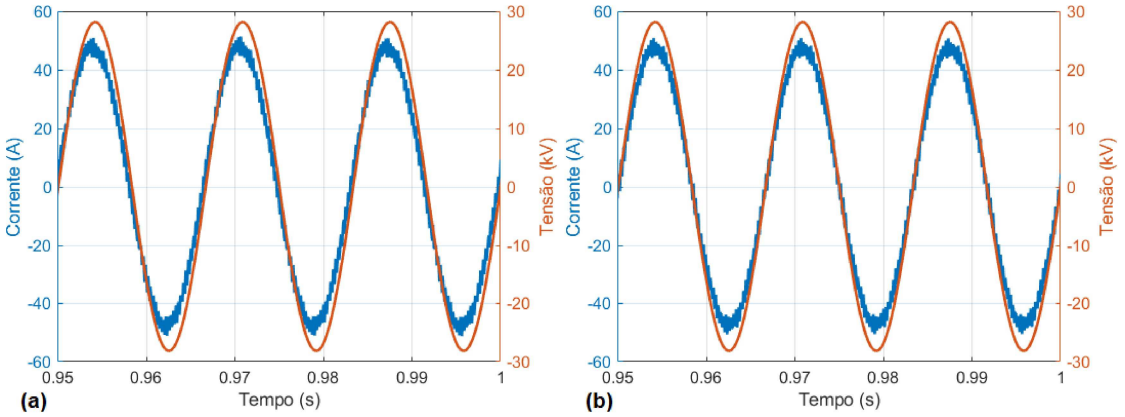


Figura 69. Corrente e tensão de fase no lado de média tensão (a) Sem injeção de potência reativa (b) com injeção de potência reativa.

As perdas totais no conversor representam cerca de 4,7% da potência nominal. A diferença é devida às perdas nas chaves, nos indutores série e no transformador. As perdas e elevação de temperatura nos IGBTs e diodos em uma das chaves das pontes do conversor foram calculadas. A Figura 70 mostra os resultados obtidos para o conversor TUPF considerando-se os parâmetros dos módulos IGBT utilizados nos conversores 2L-VSC do parque Cerro Chato I. As perdas nas pontes de IGBT respondem por 20,1% das perdas do conversor. Nestas simulações não estão consideradas perdas devidas às altas frequências nos indutores e no enrolamento do transformador. As temperaturas de junção encontram-se bastante abaixo do limite de 125°C. A temperatura no IGBT tem a maior variação em relação ao conversor 2L-VSC, o que é esperado, uma vez que as perdas por comutação contribuem significativamente para as perdas neste dispositivo. Os resultados são sumarizados na Tabela 20.

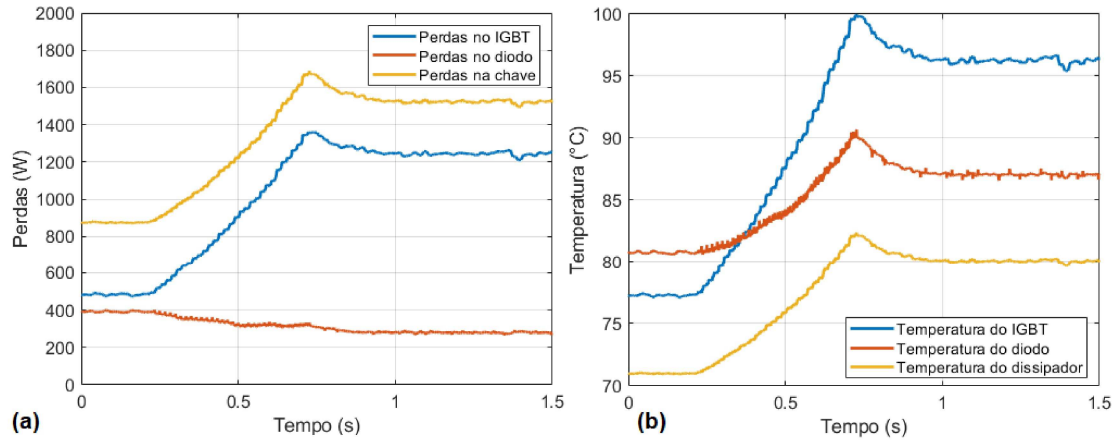


Figura 70. Perdas e elevação de temperatura nos dispositivos de uma chave da ponte Δ.

Tabela 20. Perdas e elevações de temperatura nos dispositivos dos conversores TUPF e 2L-VSC

Grandeza	TUPF	2L-VSC
Perdas no IGBT	1224 W	1904 W
Perdas no diodo	273 W	152 W
Perdas na chave	1497 W	2056 W
Perdas totais nas pontes	17964 W	24672 W
Temperatura de junção do IGBT	96 °C	112 °C
Temperatura de junção do diodo	87 °C	91 °C
Temperatura do dissipador	80 °C	88 °C

Os valores simulados para o conversor 2L-VSC também são incluídos para comparação. As perdas no conversor TUPF são cerca de 27% menores do que as do conversor convencional, que tem frequência de chaveamento de 3420 Hz. A considerável diferença se deve ao fato de as perdas por comutação representarem cerca de 60% das perdas totais no conversor 2L-VSC. Esta proporção se reduz a menos de 6% no conversor TUPF.

A Figura 71 mostra a resposta da tensão c.c à rampa de corrente no barramento. A sobre-elevação é de aproximadamente 35V, que representa cerca de 3% do valor nominal. O erro na tensão previsto pelo ajuste de rigidez dinâmica para esta taxa de variação de corrente é de cerca de 30V. O *ripple* em regime permanente é menor do que 1%. Devido à atuação do integrador de tensão, não há erro perceptível em estado estacionário. A saída deste controlador é utilizada como referência para a corrente de eixo d. O ajuste do controle faz com que oscilações de 720Hz, oriundas da pulsação natural da tensão do barramento, não sejam transferidas para a malha de corrente. A figura também mostra os sinais de índice de modulação e variação de ângulo, que são enviados ao modulador SHE-PWM.

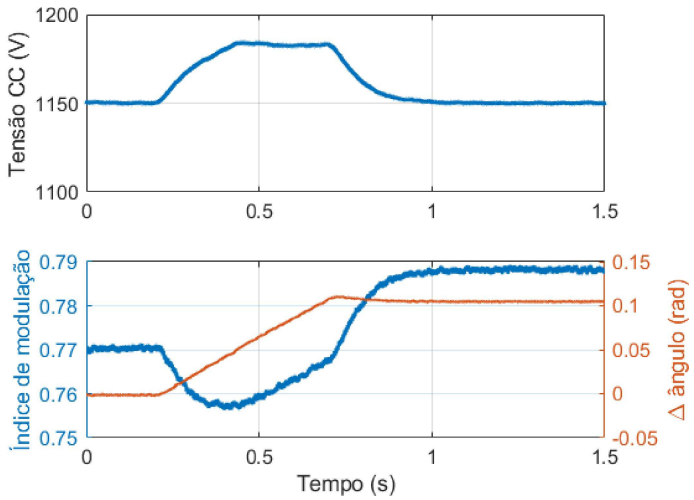


Figura 71. Resposta ao degrau do controlador de tensão contínua.

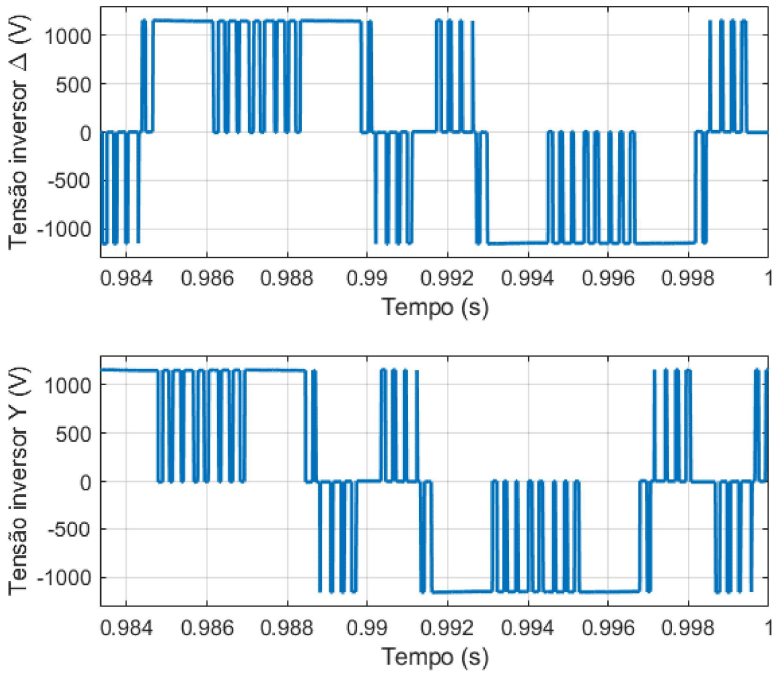


Figura 72. Tensões de linha nos terminais das pontes Δ e Y.

A Figura 72 mostra um ciclo de fundamental da tensão de linha dos conversores Δ e Y. Analisando o espectro desta tensão, dado na Figura 73, evidencia-se a ausência das componentes de 11ª, 13ª, 23ª, 25ª, 35ª, 37ª, 47ª e 49ª ordens, como esperado.

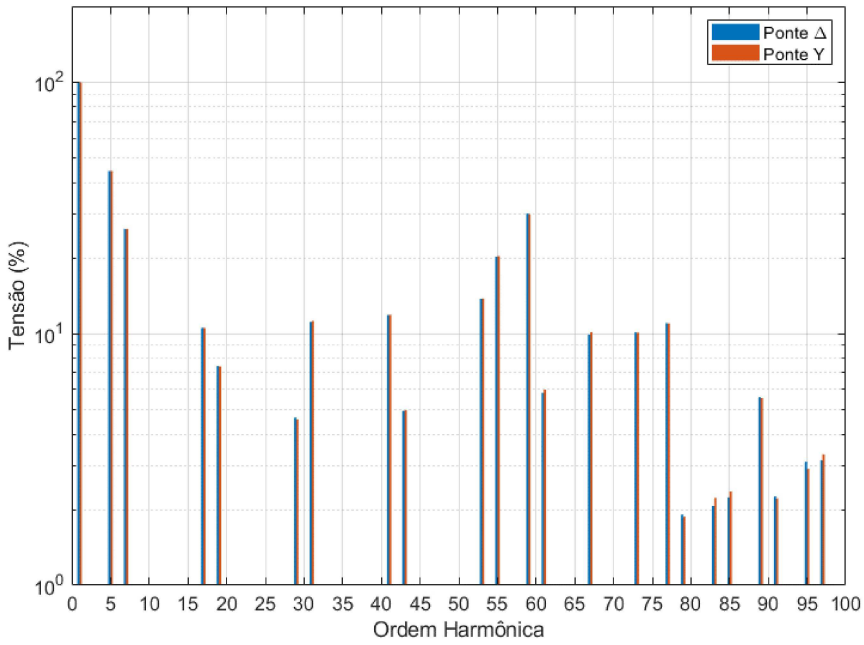


Figura 73. Espectro harmônico das tensões de linha nos terminais das pontes.

Como as tensões também são equilibradas, com componentes de amplitudes iguais, há o cancelamento dos harmônicos de ordem 6k ± 1 pelo transformador. Com isto, as correntes na rede de média tensão apresentam distorção harmônica próxima a zero, quando consideradas as 50 primeiras componentes com valores superiores a 0,1%. A título de comparação, a Tabela 21 mostra a distorção harmônica de corrente obtida via simulação para os conversores 2L-VSC utilizados no parque Cerro Chato I. A distorção harmônica total para esse conversor supera os limites recomendados em quase 90%, além de ser duas vezes superior à distorção calculada para o conversor TUPF, no caso de 100 ordens harmônicas. Além disso, as componentes individuais de 5° e 7° harmônico injetadas na rede pelo conversor 2L-VSC também excedem o limite individual de 2%. Como o filtro senoidal de saída é projetado para atenuar a alta frequência de chaveamento (57° harmônico), a atenuação destas componentes deveria ser feita por meio de *software* de controle.

Tabela 21. Distorção harmônica total de corrente na rede para os conversores TUPF e 2L-VSC.

THDi	**Até a 50ª ordem**	**Até a 100ª ordem**
TUPF	0,39 %	5,44%
2L-VSC	9,41%	11,8%

Os resultados apresentados demonstram a factibilidade da característica de não-emissão de harmônicos abaixo da 50ª ordem e ressaltam os pontos críticos do projeto do conversor TUPF:

- O controlador pode operar a uma frequência de amostragem típica, mas o modulador, em particular o sinal de ângulo de sincronismo com a rede, deve ser atualizado a uma frequência dezenas de vezes superior. No caso particular do SHE-PWM de 9 ângulos, esta frequência é da ordem de centenas de kHz;
- A utilização da menor indutância série possível é restrita pelas correntes de pico repetitivas máximas suportadas pelas chaves estáticas e pelas perdas adicionais nos enrolamentos de baixa tensão do transformador;
- A malha de regulação de tensão é necessariamente lenta, com seu regulador ajustado para uma frequência baixa devido ao baixo ajuste dos polos da malha de corrente;
- A distorção de corrente calculada segundo os critérios das recomendações técnicas é aproximadamente zero, mas supera o limite de 5% quando se consideram as 100 primeiras ordens harmônicas. Porém, a introdução da impedância de rede tende a atenuar estas componentes de mais alta frequência e a distorção harmônica total real é possivelmente mais baixa.

Na seção seguinte os resultados apresentados acima serão validados experimentalmente.

4.6 Resultados com simulador em tempo real

Os resultados experimentais foram obtidos para os parâmetros do protótipo do conversor TUPF de potência reduzida, cujas principais características estão listadas na Tabela 22. Detalhes construtivos do protótipo são apresentados no Anexo. Os valores em pu dos elementos empregados nas simulações da seção 4.5 foram mantidos. A fotografia da Figura 74 mostra a montagem utilizada.

Tabela 22. Dados do protótipo do conversor TUPF.

Parâmetro	Valor
Potência nominal	30 kW
Tensão nominal (BT/MT)	220V / 440V
Corrente nominal (BT/MT)	39,4 / 39,4 A
Frequência nominal	60 Hz
Tensão do barramento contínuo	340 V
Capacitância do barramento	9 mF
Indutância total série (indutor + transformador)	750 μH (17,4%) + 198 μH (4,6%)

O controlador foi testado utilizando-se um emulador em tempo real de circuitos de eletrônica de potência do tipo Hardware-in-the-loop (HIL), especificamente o modelo 600 da empresa Typhoon HIL, indicado para testes de conversores de eletrônica de potência conectados à rede elétrica [184]. No emulador foi simulado, a uma taxa de 500 kHz, o circuito de potência do protótipo do conversor TUPF, composto pelas duas pontes trifásicas 2 níveis de IGBTs, os reatores de saída e o transformador de 2 secundários, conforme ilustrado pela Figura 76.

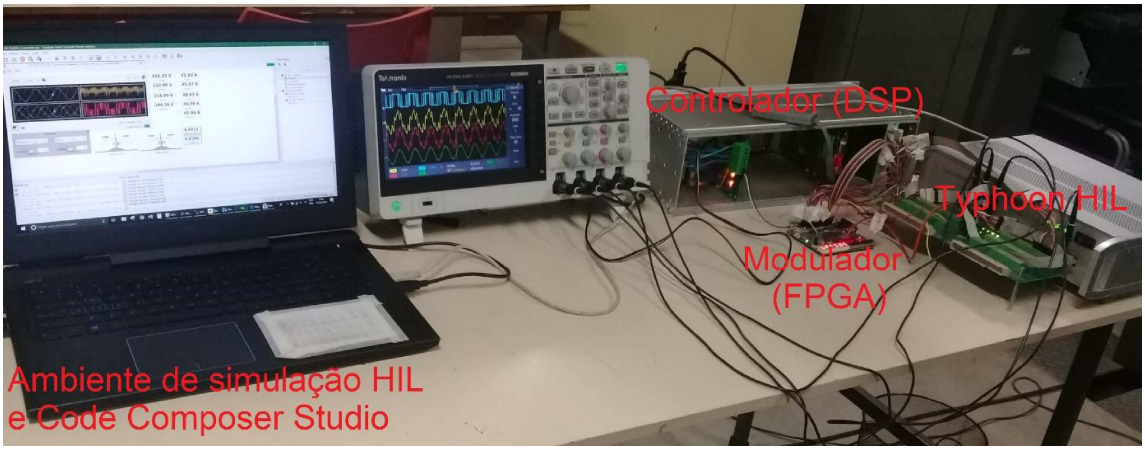


Figura 74. Fotografia da montagem experimental para testes do controlador e modulador do protótipo de 30 kW do conversor TUPF.

O emulador recebe os sinais de comando dos IGBTs via 12 entradas digitais e aciona as chaves de acordo com o padrão PWM gerado pelo modulador implementado em FPGA e calcula, a cada 2 µs, as tensões e correntes correspondentes em todos elementos do circuito. Os sinais de tensão e corrente no lado de alta do transformador e a tensão contínua são então designados às 8 saídas analógicas disponíveis e realimentadas ao circuito do controlador DSP. Os sinais de índice de modulação e erro de ângulo de cada ponte calculados pelo controlador são codificados em binário e enviados à placa da FPGA a uma taxa de atualização de 3 kHz.

Comandos para os contatores e fontes simulados são enviados ao emulador HIL por meio de um painel SCADA, mostrado na Figura 75, o qual também permite visualizar variáveis do ambiente de simulação, como por exemplo, as correntes no barramento e nos secundários. Também é possível calcular outras grandezas, como valores rms de tensões e correntes, as potências ativa e reativa e as THDs.

As variáveis de controle e comando manipuladas pelo DSP são observadas e alteradas utilizando-se o *software* Code Composer Studio, da Texas Instruments. Por meio do ambiente de programação são enviados comandos para habilitar e desabilitar o modulador e os reguladores de tensão e corrente, ajustar as referências de tensão c.c. e potência reativa e verificar em tempo real os valores calculados de índice de modulação e variação de ângulo, como mostrado na Figura 77.

Inicialmente foi testada a operação em regime do conversor, para que fossem verificados o correto funcionamento das placas de circuito e do modelo de emulação e os ajustes de escalas dos canais ADC, bem como os ajustes de ganhos dos reguladores. Estes também foram feitos seguindo a metodologia apresentada na 4.5.

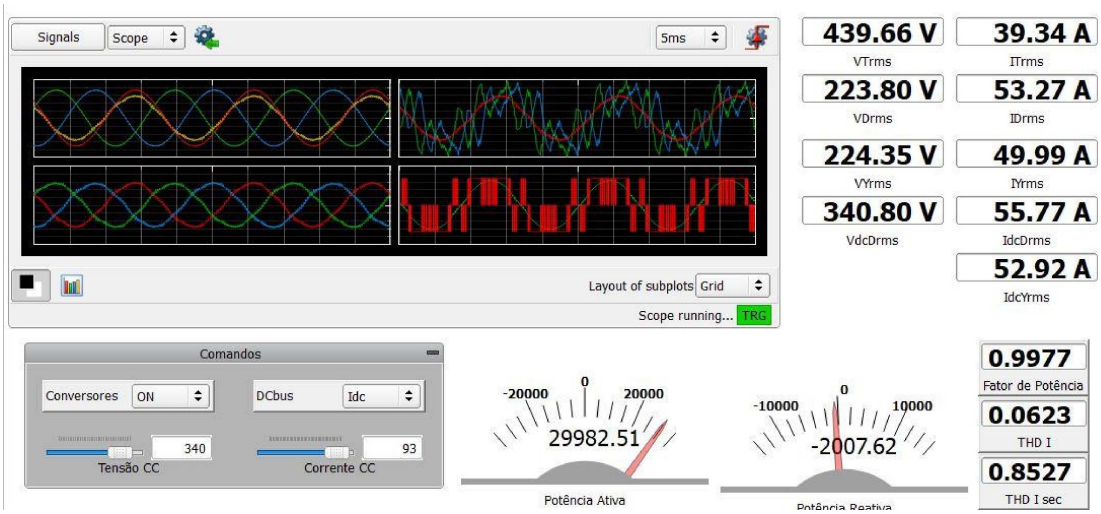


Figura 75. Ambiente SCADA para visualização das variáveis do emulador HIL.

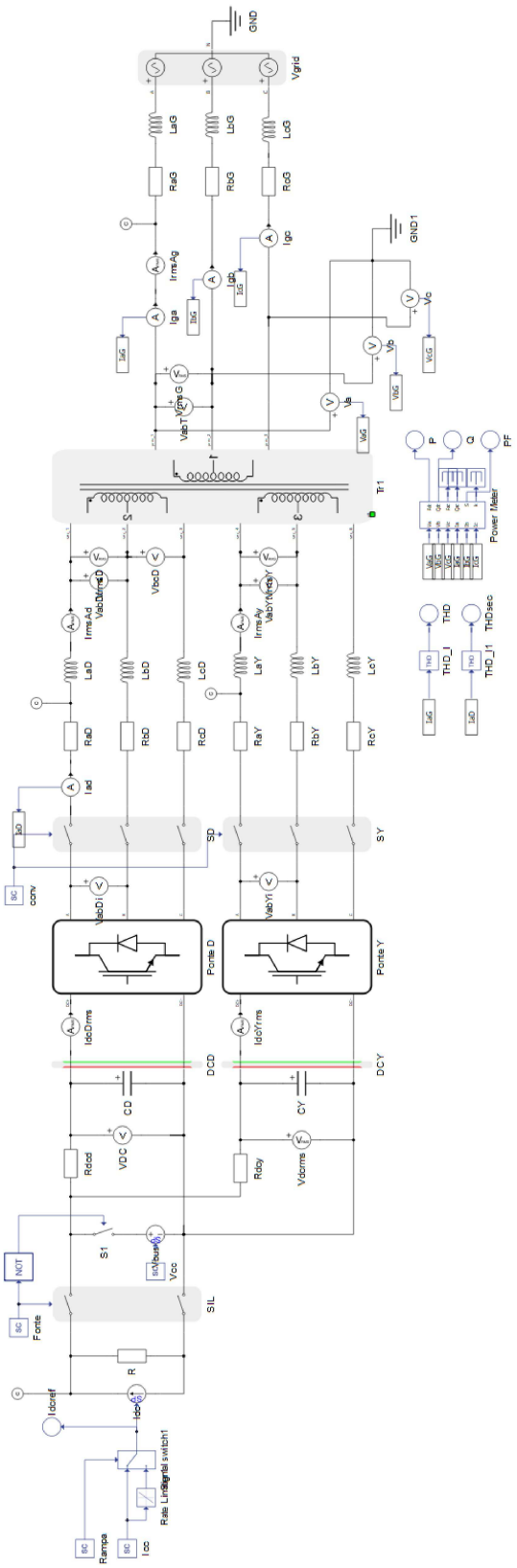


Figura 76. Diagrama esquemático do conversor TUPF no ambiente do emulador em tempo real.

Variables | Expressions | Registers | Breakpoints

Expression	Type	Value	Address
VDD	double	179.739685	0x00008038@Data
VDY	double	179.718445	0x00008022@Data
IDD	double	55.5559845	0x00008018@Data
IQD	double	-0.642029643	0x0000801C@Data
IDY	double	55.94384	0x0000802A@Data
IQY	double	-1.28856063	0x00008036@Data
Md	double	-0.0313702188	0x0000800C@Data
Ay	double	0.115070216	0x0000802E@Data
My	double	0.860127389	0x0000802C@Data
Ad	double	54.4559708	0x0000803C@Data
VDC	double	339.423859	0x00008028@Data
EN_I	double	1.0	0x0000800E@Data
EN_VDC	double	1.0	0x00008032@Data
EN_Q	double	1.0	0x00008014@Data
VDCREF	double	340.0	0x00008030@Data
QREF	double	0.0	0x0000801E@Data
INIT_PWM	unsigned int	1	0x00008003@Data
DC_OFF	double	55.0	0x00008020@Data
AUTO	double	1.0	0x00008016@Data
M	double	0.0	0x00008006@Data
delta	double	0.0	0x0000800A@Data

Figura 77. Variáveis de controle observadas no programa Code Composer Studio.

Primeiramente foram averiguados os sinais de comando calculados pelo modulador e medidos nas entradas digitais do emulador HIL. A Figura 78 mostra os padrões de pulso de 9 ângulos enviados às chaves superiores de uma das fases das pontes Δ e Y. O defasamento de 30° entre os comandos das pontes foi verificado.

As tensões de linha nos terminais das pontes e nos terminais de baixa tensão do transformador também apresentam o padrão e o defasamento esperados, conforme pode ser observado na Figura 79. Nestas tensões é possível constatar o cancelamento dos harmônicos não eliminados via modulação.

Após verificado o equilíbrio das tensões trifásicas, as correntes trifásicas na rede foram medidas e são mostradas na Figura 80, onde é possível observar o *ripple* de alta frequência e alguma distorção em baixa frequência.

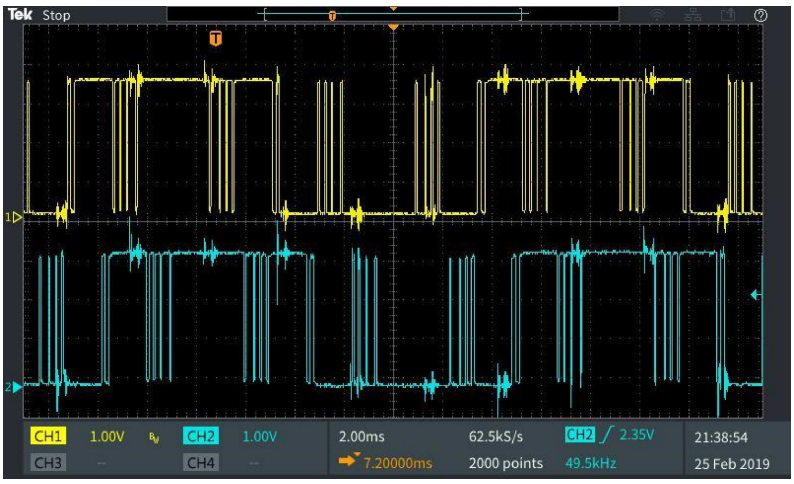


Figura 78. Padrões de chaveamento enviados às chaves superiores da fase A das pontes Δ e Y.

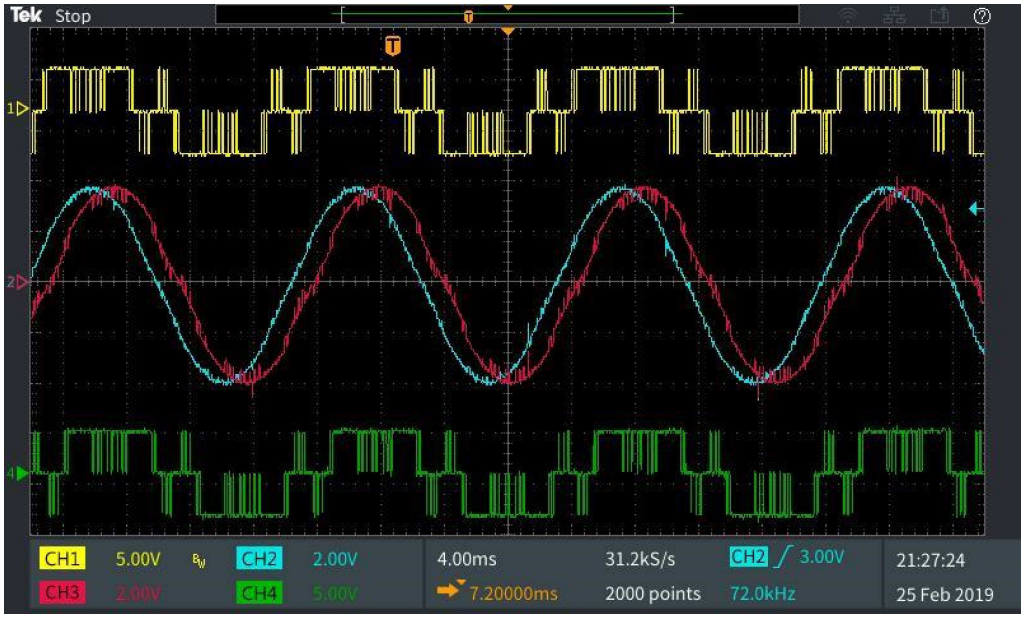


Figura 79. Tensões de linha V_{ab} nos inversores e nos secundários do transformador.

As medições do osciloscópio foram exportadas para um arquivo de dados e o espectro harmônico destas correntes foi calculado por meio do MATLAB. A Figura 81 mostra o espectro das correntes nos secundários e no primário do transformador e os limites indicados para cada componente pela recomendação IEEE 519. A Tabela 23 lista as componentes harmônicas da corrente na rede com amplitude superior a 0,1% e também as THDs calculadas.

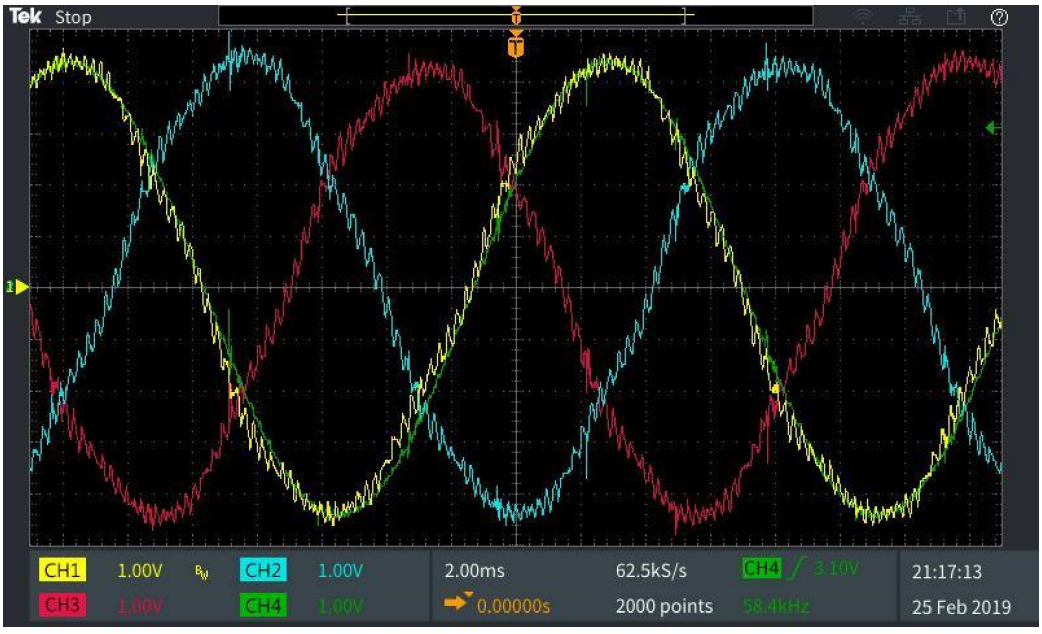


Figura 80. Correntes trifásicas no lado de alta do transformador.

Apesar de nenhuma componente até a 50ª ordem exceder os limites estabelecidos, observa-se um percentual elevado das componentes de 5ª e 7ª em relação aos obtidos nas simulações. Em contrapartida, a amplitude da componente de ordem 59° é cerca de 60% do valor simulado. A presença destas e outras harmônicas que deveriam ser canceladas pelo transformador, como por exemplo a 55ª, são evidência de um desbalanceamento na distribuição de potência entre as pontes. A introdução de resistores de balanceamento em paralelo com os capacitores do barramento c.c. pode reduzir a discrepância. Outra alternativa é a conexão dos barramentos em série e controle individual das tensões. A correção do ligeiro descasamento das impedâncias de dispersão do secundário do transformador por meio das indutâncias série também pode melhorar este resultado. A THD calculada pelo Typhoon HIL é de 6,23% para a corrente de rede e 85,3% para a do secundário Δ.

Na Figura 82 observam-se as correntes nos secundários do transformador, apresentando forte conteúdo de 5° e 7° harmônico com amplitudes equivalentes às calculadas por meio de simulação. A Figura 83 mostra a tensão no barramento c.c (CH4), as correntes contínuas em cada ponte (CH2 e CH3) e a corrente total no barramento (calculada a partir da soma das outras duas), na qual se observa a pulsação de 12 vezes por ciclo de fundamental.

Tabela 23. Amplitudes das componentes harmônicas e THD de corrente na rede.

Ordem harmônica	**Amplitude (% fund.)**	**Ordem harmônica**	**Amplitude (% fund.)**
2	0,57	58	0,25
3	0,69	59	**3,16**
4	0,22	60	0,29
5	**3,26**	61	**2,45**
6	0,12	62	0,17
7	**1,57**	67	0,17
11	0,11	71	**1,35**
13	0,13	73	**1,53**
17	0,25	74	0,12
23	0,14	83	0,40
31	0,15	85	0,31
49	0,12	95	0,17
55	0,23	97	0,26
THD até 50ª ordem		**THD até 100ª ordem**	
Corrente na rede	3,77%	Corrente na rede	6,07%
Secundário Δ	85,8%	Secundário Δ	86,1%
Secundário Y	81,3%	Secundário Y	81,5%

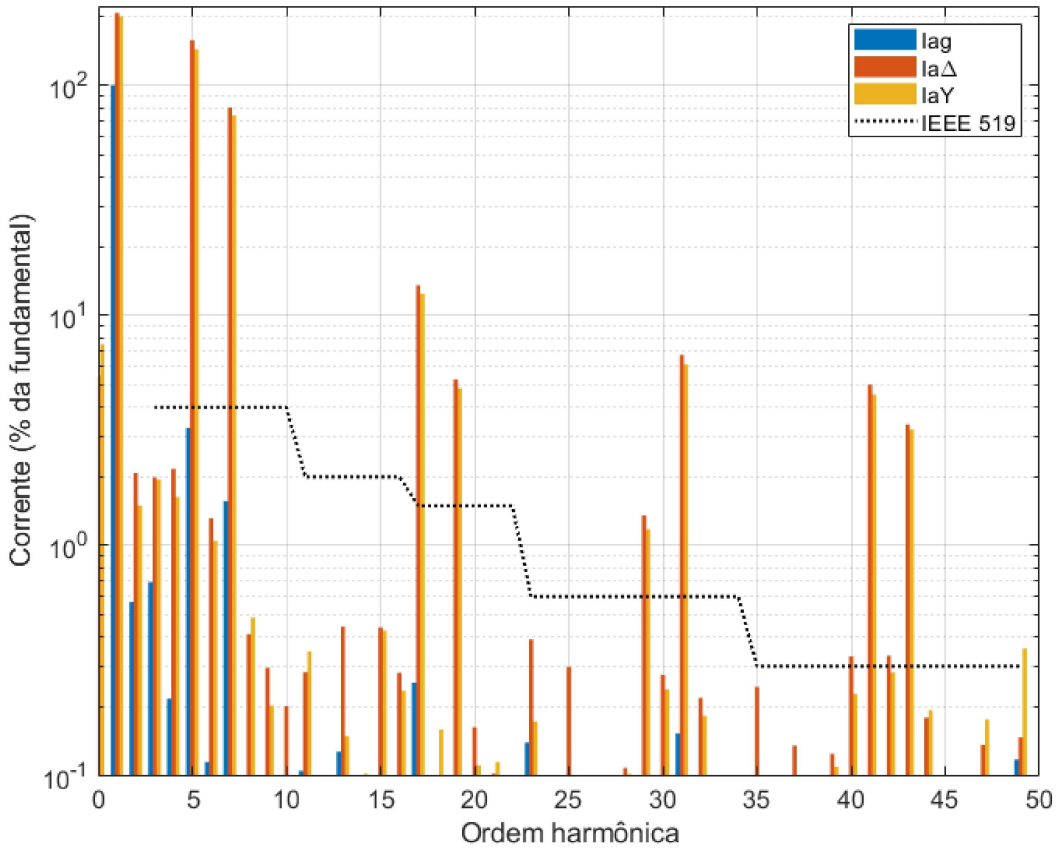


Figura 81. Espectro harmônico das correntes medidas na montagem e limites da IEEE 519.

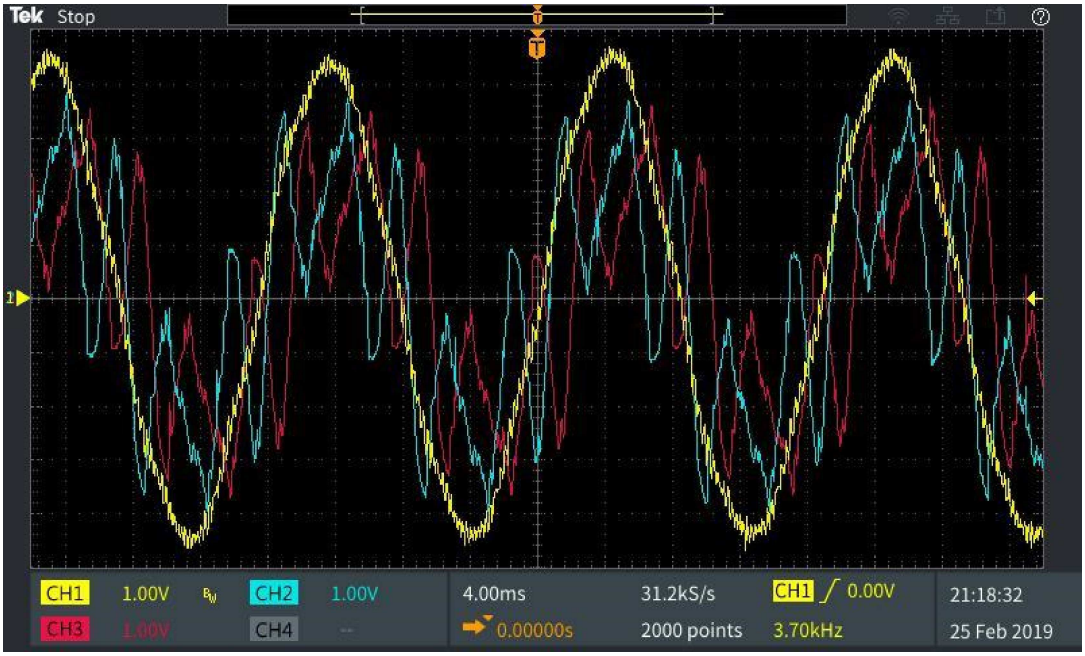


Figura 82. Correntes nos secundários Δ e Y e na rede.

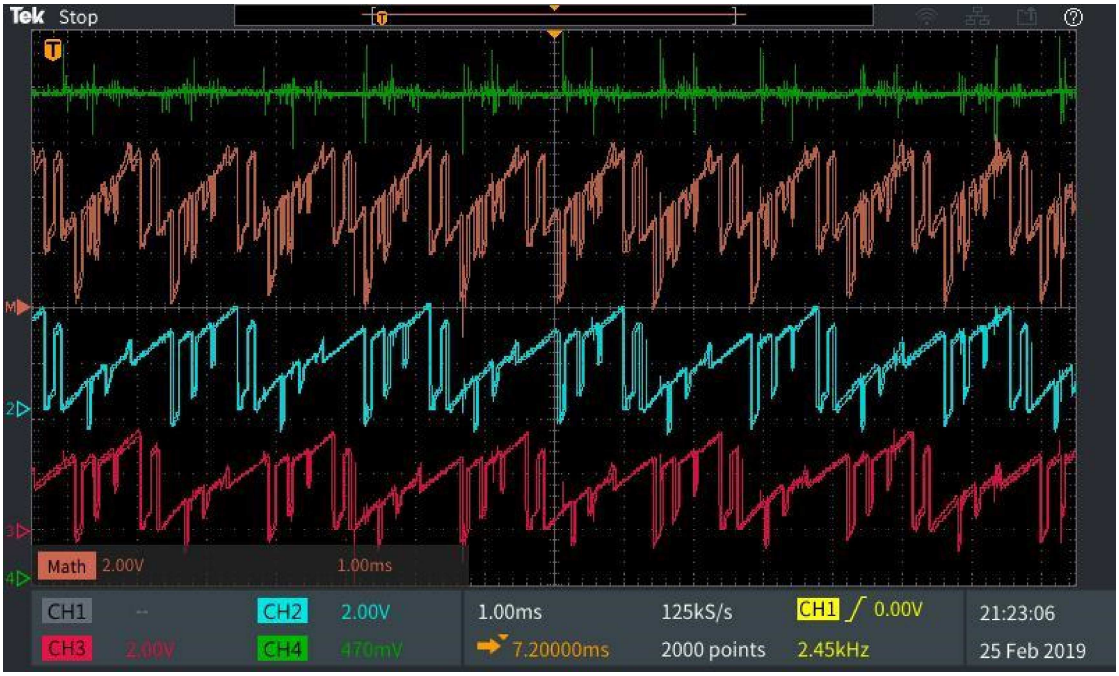


Figura 83. Tensão e corrente total no barramento e correntes c.c de cada ponte.

A Figura 84 mostra a tensão do barramento c.c. com mais detalhes. Devido à escala, foi necessário exportar os valores para o MATLAB para melhor visualizar o *ripple* de tensão. A oscilação em regime permanente é de aproximadamente 5 V, que corresponde a cerca de 1,2% do valor comandando e equivalente ao obtido em simulação. Na figura também é apresentado o espectro harmônico desta tensão, em que se observam algumas componentes pares com amplitudes significativas, sendo a maior delas a de 12ª ordem, com magnitude igual a 0,24% da componente de ordem zero.

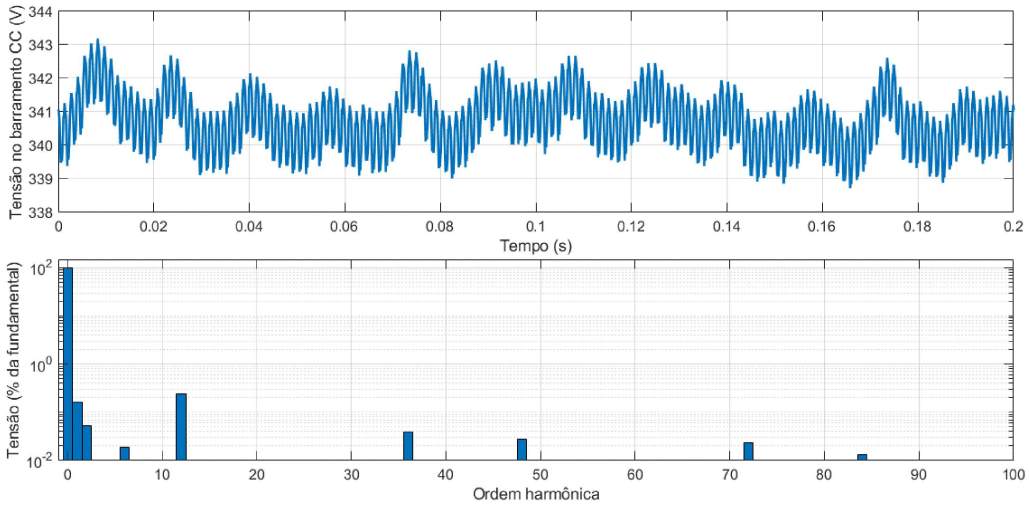


Figura 84. Detalhe da oscilação de tensão no barramento medida e seu espectro harmônico.

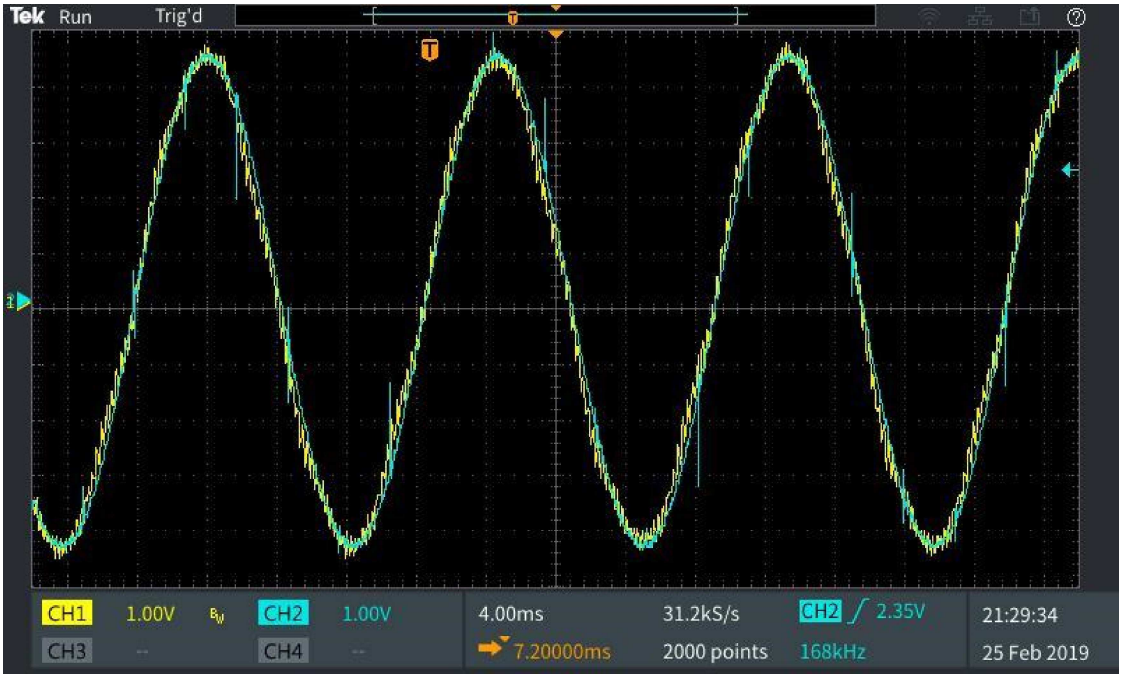


Figura 85. Corrente e tensão de fase na rede com Q_{ref} = 0.

Com o comando de potência reativa (Q_{ref}) ajustado em zero, verificou-se que a tensão e a corrente na rede ficam em fase, como mostra a Figura 85. A característica de injeção de reativo foi testada para valores negativos e positivos, exemplificados na Figura 86.

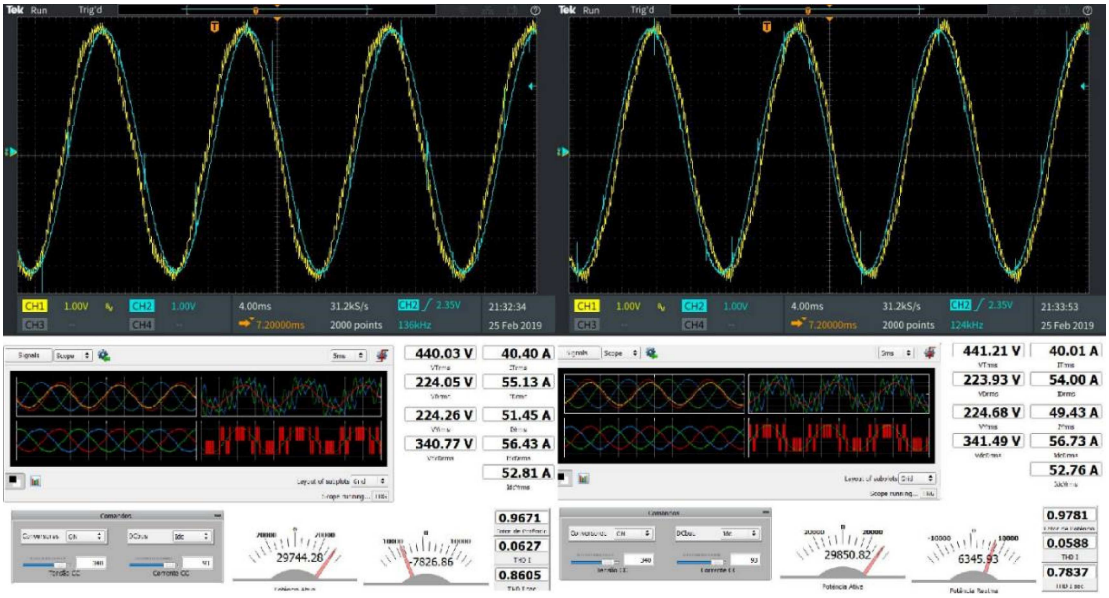


Figura 86. Correntes e tensões de fase na rede para comandos negativo (à esquerda) e positivo (à direita) de Q_{ref}.

A resposta dinâmica do controle foi testada da mesma maneira que nas simulações, mas com a aplicação de uma rampa de corrente no barramento c.c com duração de 0,1 s. A sobreelevação na tensão do barramento é de cerca de 34 V (0,4 V na escala do osciloscópio), o que corresponde a cerca de 9,4% do valor nominal. Este resultado é cerca de 8% maior do que o estimado em simulação, o que pode englobar tanto erros intrínsecos de medição como alguns fenômenos não modelados nas simulações, como as características de conversão AD/DA do emulador de tempo real ou as faixas de passagem das medições. Já a sobreelevação de corrente corresponde a cerca de 4,9 A (0,39V na escala do osciloscópio) ou 9,5% do valor de pico em regime nominal de operação o que equivale a aproximadamente metade do *overshoot* previsto pelas simulações. Variações nos ganhos devido à implementação digital ou atrasos nas malhas de controle e na ação do modulador e do emulador em tempo real não contabilizados na simulação podem ser responsáveis por este efeito estabilizante no regulador de corrente [185], [186].

Por fim, a operação do conversor TUPF na presença de harmônicos na tensão da rede foi investigada. Componentes de 11ª e 12ª ordem com amplitudes de 10% da fundamental foram incluídas na tensão da rede emulada pelo Typhoon HIL. As correntes medidas nos enrolamentos do transformador e a tensão de fase distorcida são mostradas na Figura 88 e também na Figura 89, para maior clareza. Os espectros harmônicos das correntes nos enrolamentos do transformador e da tensão da rede são mostrados na Figura 90. Observa-se que a componente de 11º harmônico provoca distorções nas correntes com amplitudes proporcionais às da tensão, uma vez que as tensões Vd e Vq introduzem seu efeito na malha de corrente, através do cálculo de *feedforward*. Já a componente de 12°, a qual o regulador de corrente foi projetado para rejeitar, não perturba as correntes na rede.

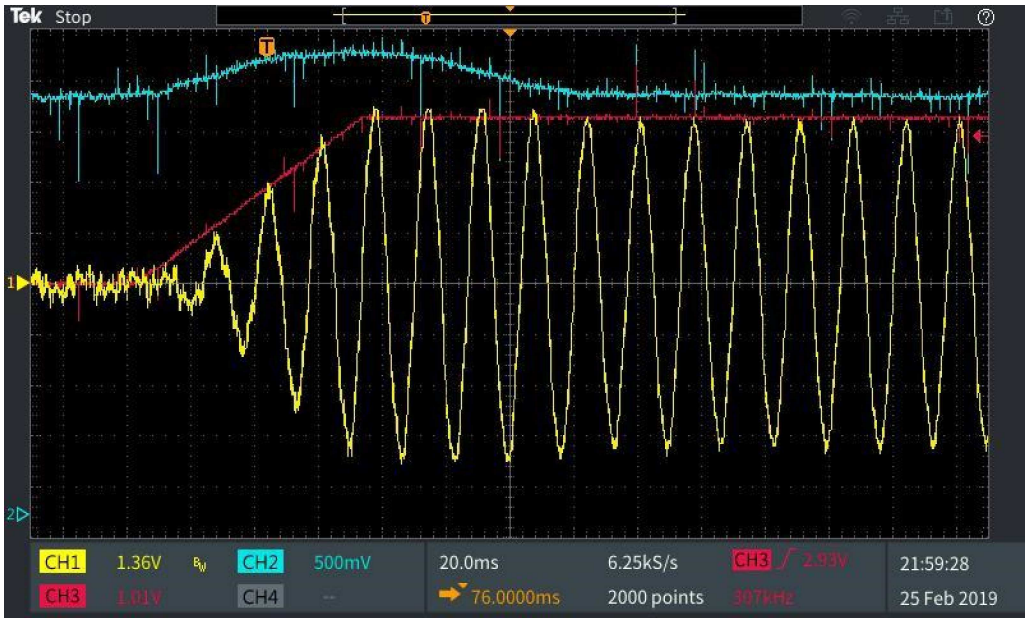


Figura 87. Resposta da tensão do barramento e corrente de rede a uma rampa de corrente c.c.

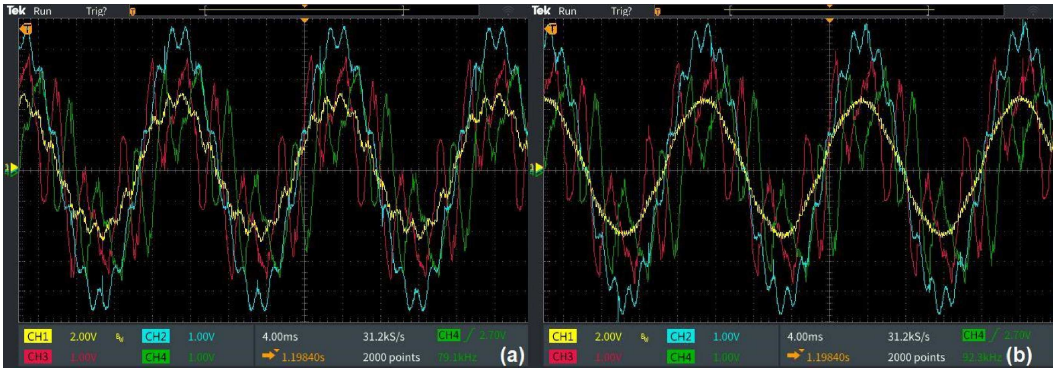


Figura 88. Correntes no transformador para uma tensão de rede distorcida: (a) 11º harmônico na tensão da rede (b) 12º harmônico na tensão da rede.

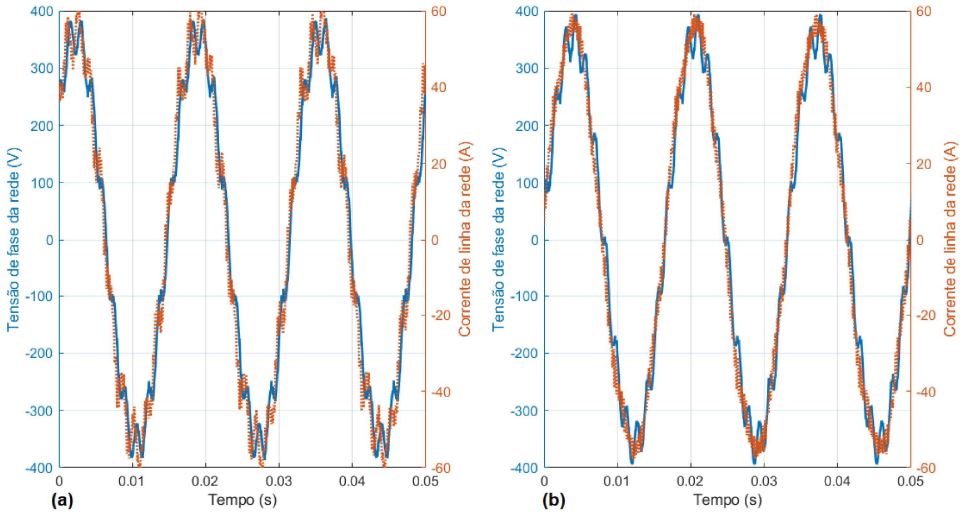


Figura 89. Corrente e tensão na rede com harmônicos: (a) 11º harmônico (b) 12° harmônico.

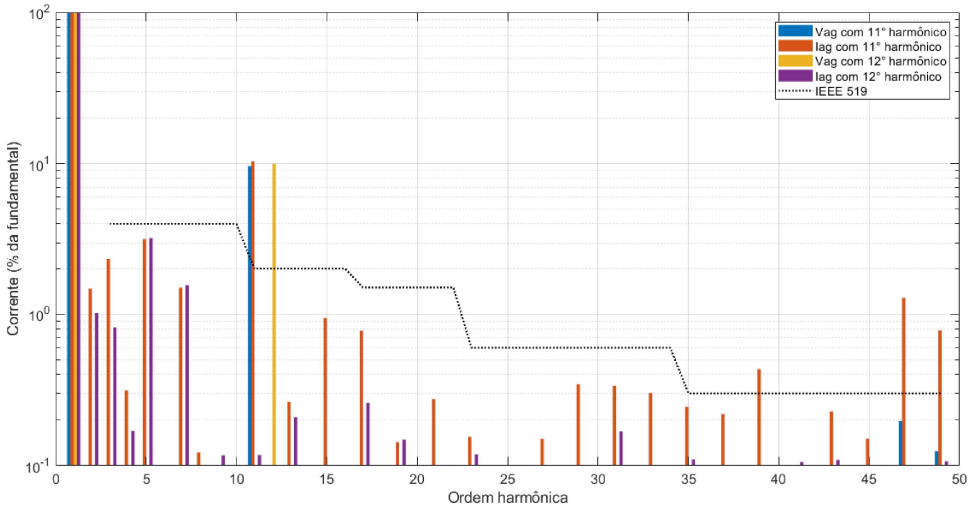


Figura 90. Espectro harmônico da corrente devido a distorção harmônica de tensão.

O mesmo ocorreu para todas as distorções harmônicas acima da ordem 12 que foram testadas, sendo verificada uma vantagem do conversor TUPF em relação aos conversores convencionais 2L-VSC no que diz respeito à rejeição destas perturbações. Nestes, além de as malhas de controle serem projetadas com faixas de passagem maiores, ficando mais susceptíveis a perturbações de baixa frequência, a presença de ramos capacitivos *shunt* faz com que haja circulação de correntes da rede para o conversor. Estes filtros usualmente são projetados com frequência de ressonância em torno da metade da frequência de chaveamento, que já são relativamente baixas em aplicações de alta potência.

No capítulo a seguir o desempenho do conversor TUPF como PCS de aerogeradores é testado e comparado aos resultados dos estudos de caso apresentados no Capítulo 3.

4.7 Considerações finais

Neste capítulo o princípio de funcionamento da topologia TUPF foi descrito, assim como alguns dos principais aspectos de projeto do conversor. O projeto de controle foi detalhado e requisitos de frequência para a correta implementação do modulador SHE-PWM foram identificados.

Foi estabelecida uma restrição para o valor mínimo das indutâncias que conectam as pontes ao transformador, dada pelo pico e pelo valor rms das correntes nas chaves estáticas e nos enrolamentos de baixa tensão, que não podem exceder a curva de operação segura dos IGBTs nem provocar um *derating* de potência muito elevado no transformador.

Com os dados de projeto do protótipo de 30kW o controle foi implementado em DSP e o modulador em FPGA e este foi testado e validado com o uso de uma montagem do tipo *hardware-in-the-loop*. As características dinâmicas dos reguladores e o perfil de emissão harmônica do conversor foram obtidas e comparadas aos resultados de simulação.

5. PARQUES EÓLICOS OPERANDO COM CONVERSOR TUPF

5.1 Estudos de caso

Nas seções a seguir os estudos de caso apresentados no Capítulo 3 serão refeitos, agora considerando conversores TUPF como os PCS dos aerogeradores. Os conversores têm as características definidas no Capítulo 4. Os mesmos resultados obtidos na seção 3.2 serão apresentados a seguir e uma discussão geral dos efeitos da substituição dos conversores convencionais por TUPF é dada na seção 0.

5.1.1 Varredura em frequência

Empregando-se as mesmas considerações e impedâncias de cabos, transformadores e equivalente de rede, as impedâncias equivalentes paralela e série dos parques no PAC foram calculadas até a 100ª ordem harmônica. Novamente, as frequências de primeira ressonância se reduzem com o aumento do número de AGs no parque, como pode se ver nas figuras 91 e 92. Para as ressonâncias de mais alta ordem, não há correlação. O número de ”pícos” e “vales” nas impedâncias equivalentes calculadas em cada caso não se alterou em relação aos estudos de caso feito com conversores 2L-VSC.

Considerando-se as definições das equações (24) e (25), os fatores de amplificação e atenuação para cada frequência foram calculados, estando listados na Tabela 24. Analogamente às frequências de ressonância, os fatores de amortecimento se reduzem e os de atenuação aumentam com o aumento do número de aerogeradores do parque, sendo este comportamento, no entanto, desejável. Para todos os casos verificados, F_{amp} são maiores e F_{at} são menores com o conversor TUPF do que com o 2LVSC, o que é uma desvantagem do conversor TUPF.

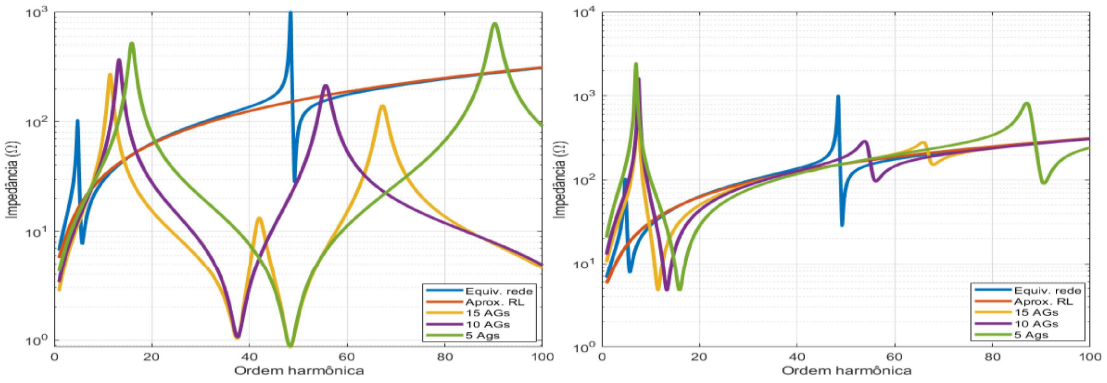


Figura 91. Impedância equivalente para a identificação de ressonâncias de acordo com o número de AGs no parque Cerro Chato I com conversor TUPF: (a) Paralela (b) Série.

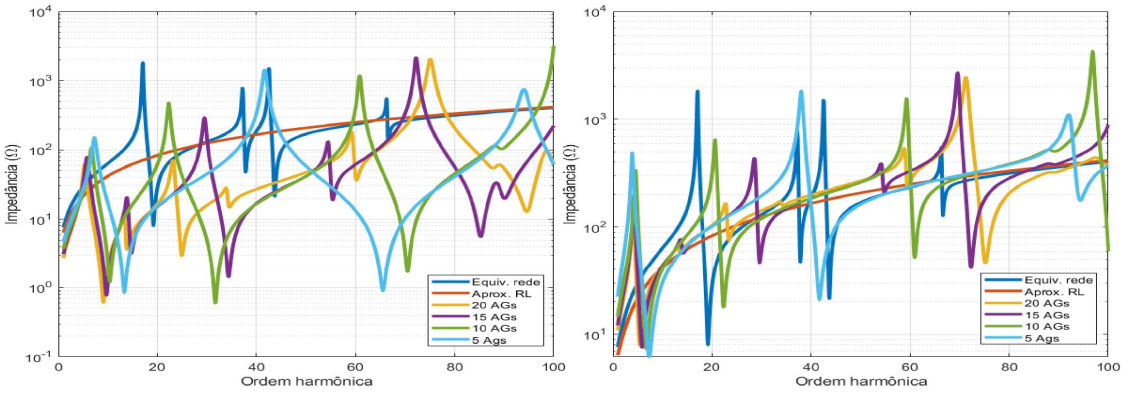


Figura 92. Impedância equivalente para identificação de ressonâncias de acordo com o número de AGs no parque Cruz Alta com conversor TUPF: (a) Paralela (b) Série.

Tabela 24. Ordem harmônica da 1ª, 2ª e 3ª ressonâncias e fatores de amplificação.

Parque	**Cerro Chato I**					
Ressonância	**Paralela**			**Série**		
Nº de AGs	**5**	**10**	**15**	**5**	**10**	**15**
1ª frequência	15,9°	13,3°	11,5°	15,9°	13,3°	11,5°
F_{amp}/F_{at}	10,51	8,82	7,52	10,52	8,86	7,62
2ª frequência	90,2°	55,6°	-	90,5°	56,1°	**67,9°**
F_{amp}/F_{at}	2,79	1,24		3,12	1,81	1,40

Parque	**Cruz Alta**							
Ressonância	**Paralela**				**Série**			
Nº de AGs	**5**	**10**	**15**	**20**	**5**	**10**	**15**	**20**
1ª frequência	7,3°	6,7°	5,8°	5,3°	7,3°	6,8°	5,9°	5,4°
F_{amp}/F_{at}	4,97	3,87	3,22	2,77	4,98	3,92	3,32	2,88
2ª frequência	41,7°	22,3°	29,5°	75,1°	41,7°	22,3°	14,2°	**23,4°**
F_{amp}/F_{at}	8,19	5,16	2,39	6,59	8,35	5,22	1,04	**1,28**
3ª frequência	94°	60,8°	72,2°	-	94,3°	60,9°	29,6°	**59,5°**
F_{amp}/F_{at}	1,91	4,67	7,15		2,22	4,88	2,65	**1,06**

No pior caso dentre os listados na Tabela 24, o fator de amplificação chega a ser 3,8 maior com o conversor TUPF no pior caso, embora, em algumas situações, praticamente não haja variações. As razões por trás disto serão apresentadas na seção 0.

A principal vantagem da substituição do conversor 2L-VSC pelo TUPF também pode ser visualizada comparando-se a Tabela 24 à sua correspondente do Capítulo 3 (Tabela 11): o aumento da frequência em que as ressonâncias ocorrem. Em quase todas as situações avaliadas, a frequência de

ressonância é maior para o conversor TUPF. As exceções são as frequências mais altas no caso de 5 AGs no parque Cerro Chato I. Nota-se, também, que o impacto nos valores de frequência é maior quanto maior for o número de aerogeradores do parque.

Embora na maioria dos casos com número reduzido de AGs no parque a diferença seja menor que 60 Hz, em alguns casos a diferença é maior que 10 ordens harmônicas. Na 2ª frequência série com 15 AGs em Cerro Chato, a ressonância passou da ordem 41,7 para 67,9, enquanto que com 20 AGs em Cruz Alta, a 2ª e 3ª frequências série aumentaram 10 e 36 ordens, respectivamente. É importante notar que isto ocorre porque os fatores de atenuação ficaram menores que 1, ou seja, a magnitude da impedância equivalente do parque ficou acima da magnitude da impedância original de rede. Na avaliação por meio da análise modal feita a seguir, os resultados encontrados são distintos.

5.1.2 Análise Modal

Empregando-se as mesmas matrizes e considerações do Capítulo 3, os resultados da seção 3.2.2 foram reproduzidos considerando-se o conversor TUPF como PCS dos aerogeradores dos parques. A Tabela 25 lista os modos críticos e suas respectivas frequências para os casos em que os 2 parques têm o menor e o maior número de AGs. O módulo e o ângulo das impedâncias modais de cada caso listado são apresentados nas figuras de 93 a 100.

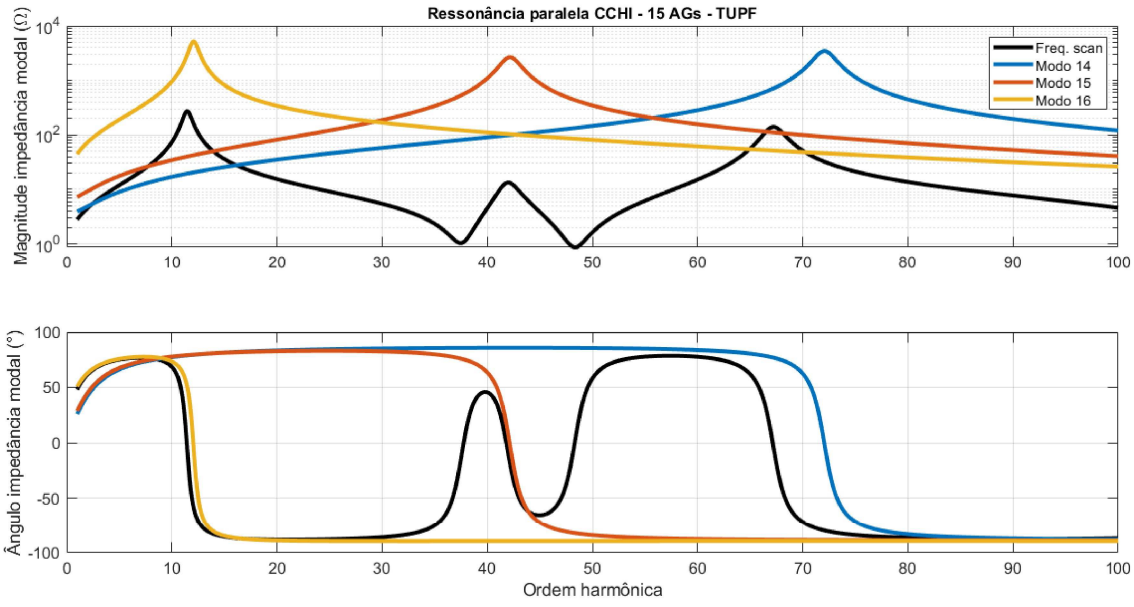


Figura 93. Impedâncias modais para ressonâncias paralelas (15 AGs, Parque CCHI, TUPF).

Tabela 25. Modos críticos e frequências das ressonâncias modais.

Parque	**Cerro Chato I**			
Ressonância	**Paralela**		**Série**	
Nº de AGs	**5**	**15**	**5**	**15**
1° modo crítico	Modo 6	Modo 16	Modo 4	Modo 11
Ordem	15,9°	12,1°	15,9°	12,1°
2° modo crítico	Modo 5	Modo 15	Modo 1	Modo 1
Ordem	90,2°	42,2°	90,2°	42,2°
3° modo crítico	-	**Modo 14**	-	**Modo 2**
Ordem		**72,1°**		**72,1°**
Parque	**Cruz Alta**			
Ressonância	**Paralela**		**Série**	
Nº de AGs	**5**	**20**	**5**	**20**
1° modo crítico	Modo 8	Modo 26	Modo 3	**Modo 14**
Ordem	7,3°	5,4°	7,3°	**23,2°**
2° modo crítico	Modo 7	Modo 25	Modo 1	**Modo 16**
Ordem	41,7°	13,4°	41,7°	**34,1°**
3° modo crítico	Modo 6	Modo 24	Modo 4	**Modo 17**
Ordem	94,0°	23,2°	94,0°	**59,3°**
4° modo crítico	-	Modo 23		**Modo 2**
Ordem		34,1°	-	**75,1°**
5° modo crítico	-	Modo 22	-	**Modo 10**
Ordem		59,3°		**88,6°**
6° modo crítico	-	Modo 21	-	**Modo 3**
Ordem		75,1°		**98,5°**

Assim como ocorreu com a utilização dos conversores 2L-VSC, o número de pontos de ressonância identificados utilizando-se a análise modal é maior do que o identificado por meio da varredura em frequência. A diferença entre o uso do conversor convencional e o conversor TUPF é maior nos casos com maior número de aerogeradores. Em particular, nota-se o aumento de 4 ordens harmônicas nas frequências mais altas para o parque Cerro Chato I com 15 AGs e o caso da ressonância série em que o modo de ordem 13,2° deixou de ser contabilizado como crítico, movendo a primeira ressonância para o harmônico de ordem 23.

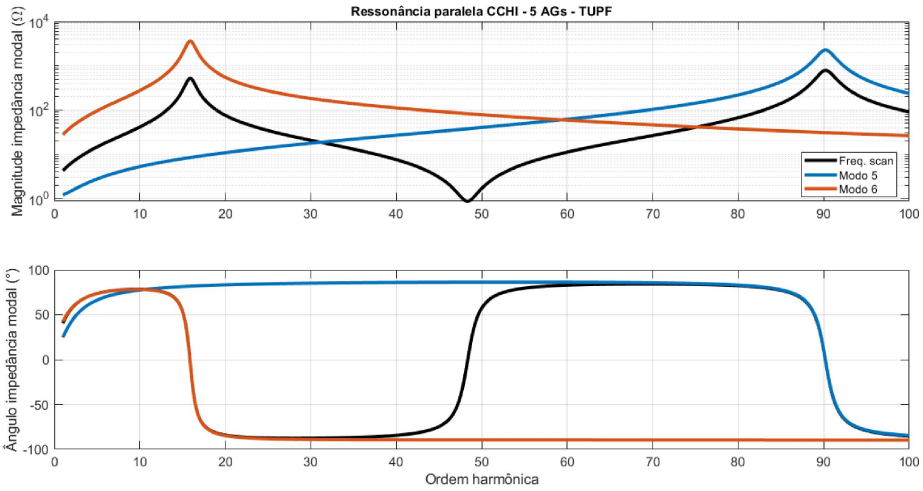


Figura 94. Impedâncias modais para ressonâncias paralelas (5 AGs, Parque CCHI, TUPF).

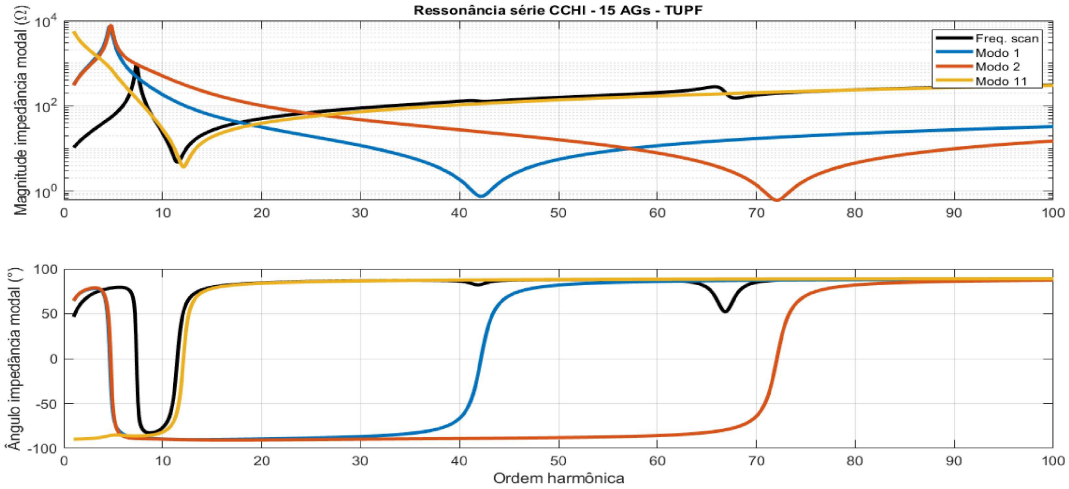


Figura 95. Impedâncias modais para ressonâncias série (15 AGs, Parque CCHI, TUPF).

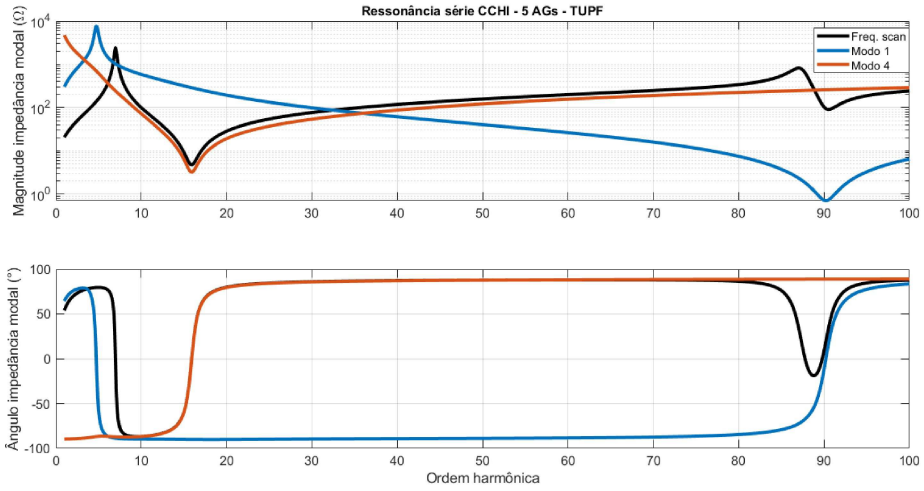


Figura 96. Impedâncias modais para ressonâncias série (5 AGs, Parque CCHI, TUPF).

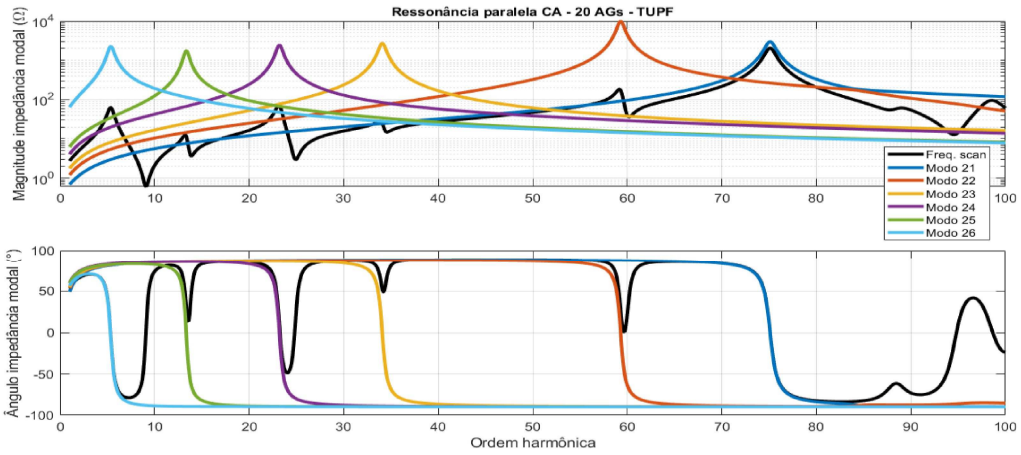


Figura 97. Impedâncias modais para ressonâncias paralelas (20 AGs, Parque CA, TUPF).

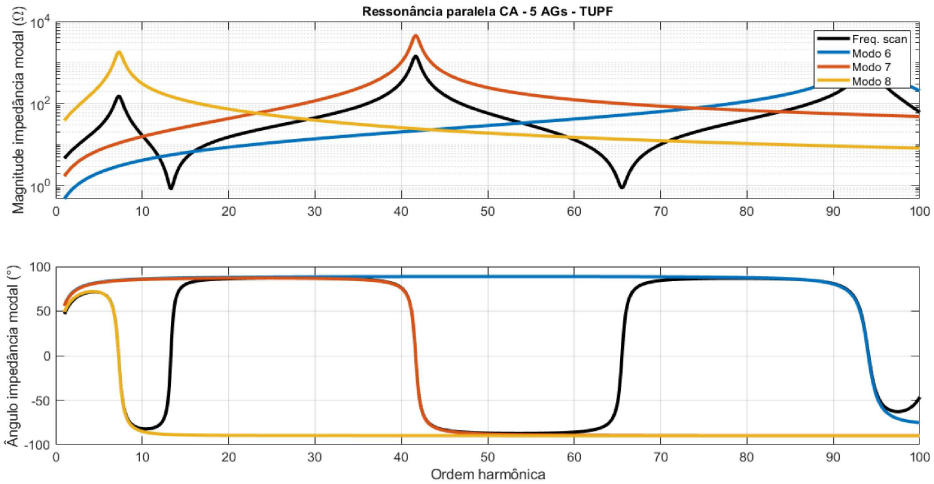


Figura 98. Impedâncias modais para ressonâncias paralelas (5 AGs, Parque CA, TUPF).

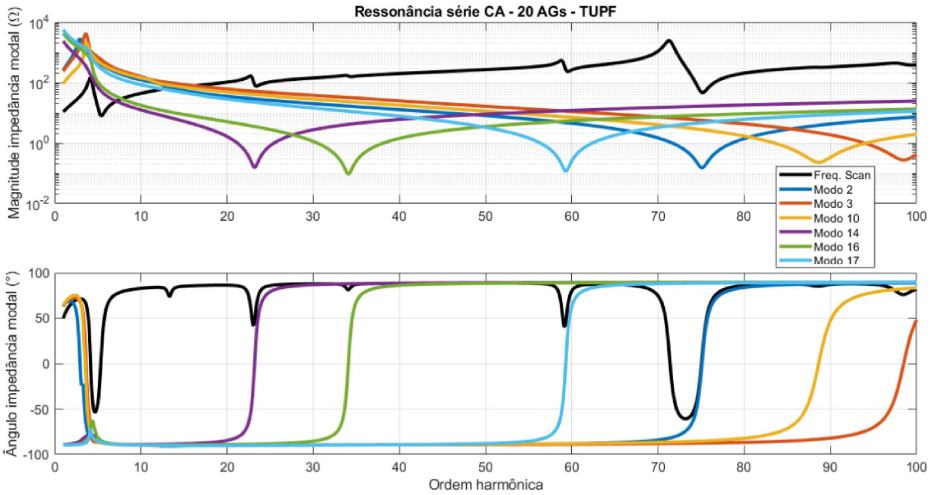


Figura 99. Impedâncias modais para ressonâncias série (20 AGs, Parque CA, TUPF).

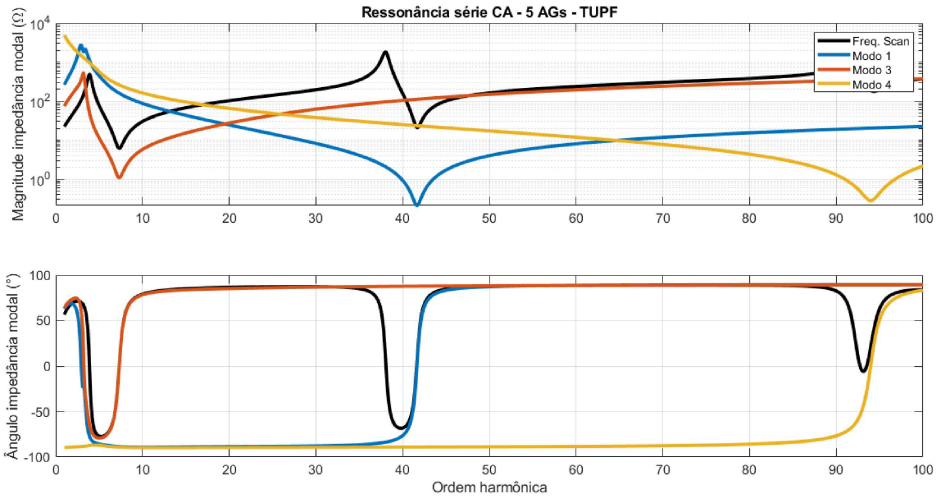


Figura 100. Impedâncias modais para ressonâncias série (5 AGs, Parque CA, TUPF).

Os fatores de participação das barras em cada um dos modos críticos identificados foram calculados e estão listados nas tabelas 26 e 27 para os casos de maior número de AGs em cada parque. Apenas as barras com FPs maiores que 0,1 foram incluídas. O número de barras em cada parque com fatores de participação considerados significativos se manteve inalterado em função da alteração do tipo de conversor, assim como suas ordens de grandeza. Nas tabelas estão destacados em vermelho os modos e as barras com maior número de FPs elevados, assim como o maior fator de participação identificado em cada grupo. Na seção a seguir as correntes harmônicas em cada barra serão calculadas.

Tabela 26. Fatores de participação das barras do parque Cerro Chato I (15 AGs).

	Modo 14 Paralela	Modo 15 Paralela	Modo 16 Paralela	Modo 1 Série	Modo 2 Série	Modo 11 Série
Barra1 (PAC)	**0,4900**	0,0276	0,0046	0,0006	**0,5327**	0,0073
Barra2 (AG6)	0,0000	0,0002	0,0001	0,0083	**0,1314**	0,0059
Barra3 (AG5)	0,0000	0,0000	0,0000	0,0347	**0,1307**	0,0585
Barra4 (AG4)	0,0034	**0,5520**	**0,4073**	0,0012	0,0805	0,0012
Barra8 (AG11)	0,0807	0,0002	0,0012	0,0000	0,0001	**0,3645**
Barra10 (AG9)	0,0736	0,0135	0,0363	0,0000	0,0000	0,0000
Barra11 (AG8)	0,0468	0,0722	**0,1431**	**0,9406**	0,0061	0,0014
Barra12 (AG7)	0,0000	0,0609	0,0827	0,0000	0,0000	**0,1288**
Barra14 (AG12)	**0,1406**	**0,1944**	**0,2236**	0,0000	0,0000	0,0002
Barra15 (AG16)	0,0084	0,0068	0,0060	0,0000	0,0000	**0,4031**

Tabela 27. Fatores de participação das barras do parque Cruz Alta (20 AGs).

	Modo 21 Paralela	Modo 22 Paralela	Modo 23 Paralela	Modo 24 Paralela	Modo 25 Paralela	Modo 26 Paralela
Barra1 (PAC)	0,0000	0,0000	0,0001	0,0299	**0,6332**	0,0000
Barra4 (AG19)	**0,1616**	0,0000	**0,1264**	0,0084	0,0001	**0,4253**
Barra6 (AG17)	0,0308	0,0000	0,0157	0,0001	0,0000	**0,2947**
Barra8 (AG14)	0,0289	0,0000	**0,1225**	**0,5570**	0,0023	0,0380
Barra10 (AG16)	0,0525	0,0007	**0,2761**	**0,1617**	0,0057	0,0102
Barra12 (AG11)	**0,1340**	0,0003	**0,1445**	0,0121	0,0006	0,0231
Barra13 (AG12)	**0,3063**	0,0082	0,0069	0,0001	0,0001	0,0755
Barra14 (AG13)	0,0307	0,0006	0,0007	0,0108	**0,1392**	0,0000
Barra16 (AG6)	**0,1114**	**0,4176**	0,0005	0,0000	0,0000	0,0020
Barra18 (AG4)	0,0727	**0,1067**	**0,1561**	0,0015	0,0003	0,0001
Barra19 (AG3)	0,0036	**0,2071**	0,0015	0,0008	0,0015	0,0032
Barra20 (AG2)	0,0003	0,0000	0,0353	**0,1350**	0,0409	0,0008
Barra22 (Nó A)	0,0000	**0,2405**	0,0045	0,0004	0,0196	0,0579
	Modo 2 Série	**Modo 3 Série**	**Modo 10 Série**	**Modo 14 Série**	**Modo 16 Série**	**Modo 17 Série**
Barra2 (AG8)	0,0589	**0,2721**	0,0000	**0,1008**	0,0168	0,0000
Barra3 (AG20)	0,0163	0,0106	**0,6017**	0,0669	0,0056	0,0000
Barra5 (AG18)	0,0076	0,0251	**0,3151**	0,0388	0,0204	0,0023
Barra7 (AG9)	0,0000	0,0000	0,0002	**0,1652**	0,0000	0,0001
Barra10 (AG16)	0,0030	0,0012	0,0001	**0,1640**	0,0014	0,0011
Barra11 (AG10)	0,0015	0,0000	0,0008	0,0135	0,0000	**0,3333**
Barra12 (AG11)	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	**0,5010**
Barra15 (AG7)	**0,5836**	**0,2660**	0,0000	0,0000	0,0000	0,0035
Barra18 (AG4)	0,0998	0,0174	0,0000	0,0031	**0,3398**	0,0723
Barra20 (AG2)	0,0037	**0,2032**	0,0001	0,0103	0,0000	0,0021
Barra22 (Nó A)	0,0235	0,0003	0,0002	**0,3087**	0,0000	0,0162
Barra23 (Nó B)	0,0718	0,0186	0,0251	0,0000	**0,5543**	0,0000

5.1.3 Correntes harmônicas injetadas na barra de média tensão

As correntes em cada uma das barras foram calculadas seguindo-se o discutido na seção 3.3.3. O espectro harmônico destas correntes para os aerogeradores funcionando a plena capacidade é mostrado na Figura 101. Como não há componentes com amplitude significativa abaixo da 50ª ordem, a recomendação IEEE 519 é atendida. As maiores componentes harmônicas são as de ordem 59° e 73°, com amplitudes de 4,3% e 0,98% da fundamental. A distorção harmônica total na rede em relação à corrente base de cada um dos parques é listada na Tabela 28, para diferentes números de aerogeradores.

O espectro das correntes na rede é mostrado na Figura 102 para o parque Cerro Chato e na Figura 103 para Cruz Alta. A distorção harmônica total no primeiro parque é menor que 1% em todos os casos. Mas em Cruz Alta, no caso de 10 AGs, a distorção calculada acima da ordem 100 chega a 7,4%. Nesta situação há um modo crítico no harmônico de ordem 60,9 e, observando-se o espectro da Figura 103, percebe-se que esta componente tem amplitude de 1,4%, ou seja, sofreu uma amplificação. A outra componente que contribui para o elevado valor de distorção é a de 59ª ordem. Apesar disso, em relação aos resultados obtidos com o conversor 2L-VSC, houve uma drástica redução nos níveis de distorção na rede, em todos os casos.

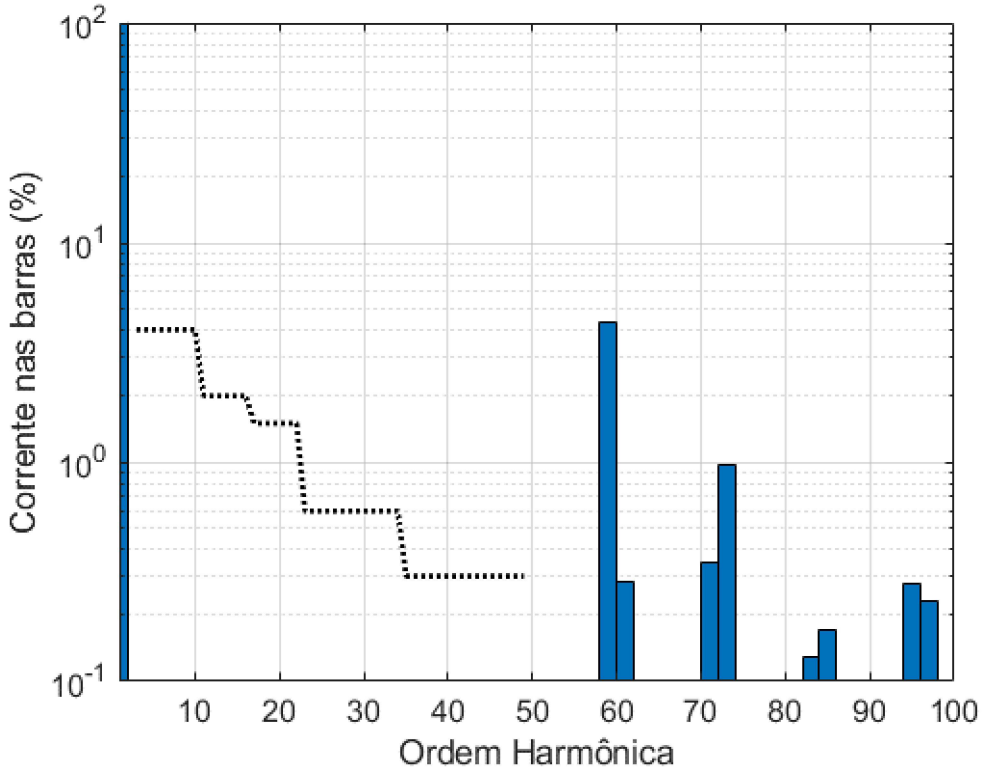


Figura 101. Espectros das correntes na barra de cada um dos aerogeradores.

Tabela 28. THD da corrente total injetada pelos parques eólicos na barra de média tensão.

TDD	Cerro Chato I		Cruz Alta	
Nº de AGs	**Até a 50ª**	**Até a 100ª**	**Até a 50ª**	**Até a 100ª**
20	-	-	0,01%	1,25%
15	0,06%	0,18%	0,01%	0,24%
10	0,07%	0,09%	0,01%	**7,40%**
5	0,01%	0,88%	0,00%	0,47%

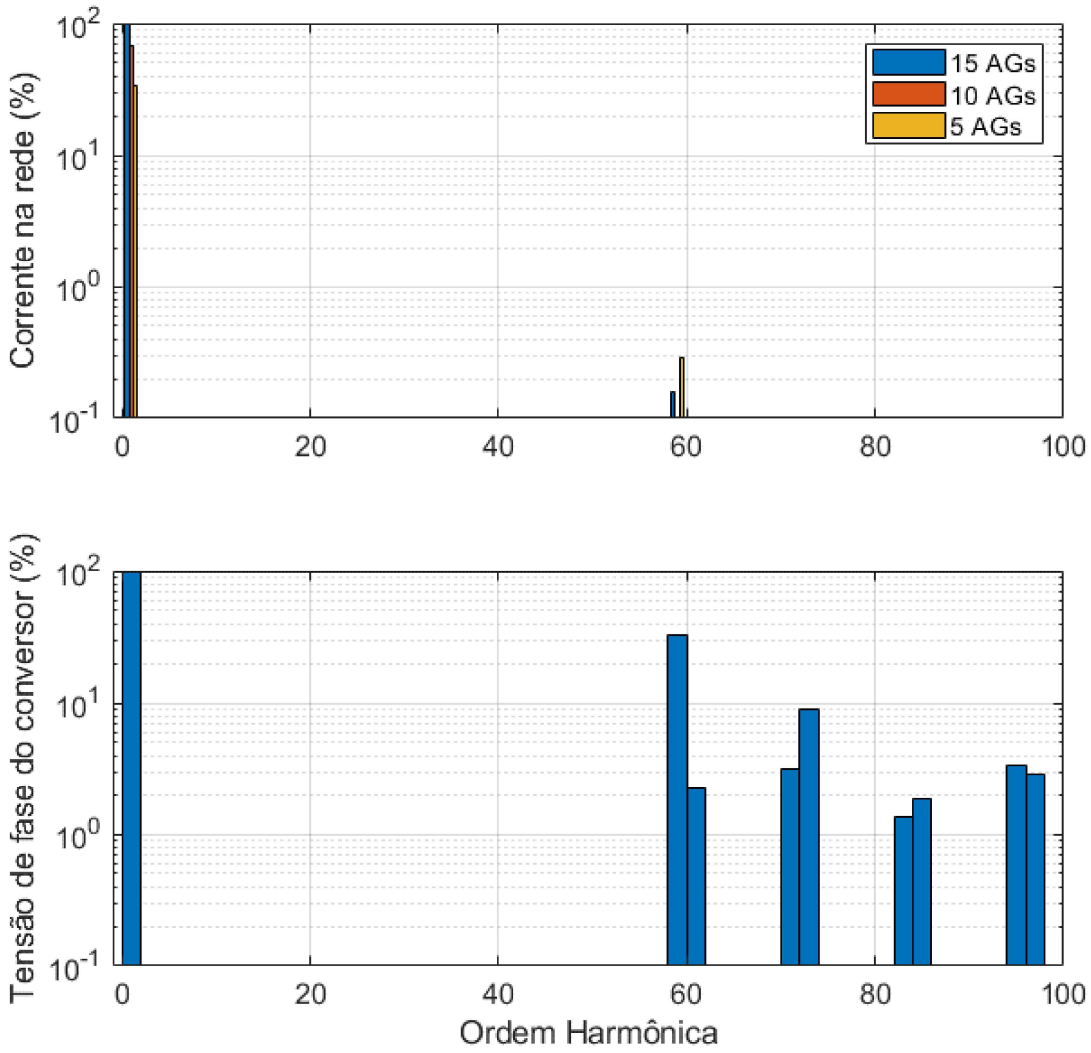


Figura 102. Espectro da corrente injetada pelo parque Cerro Chato I, com 15, 10 e 5 AGs no PAC e espectro da tensão de fase do conversor TUPF.

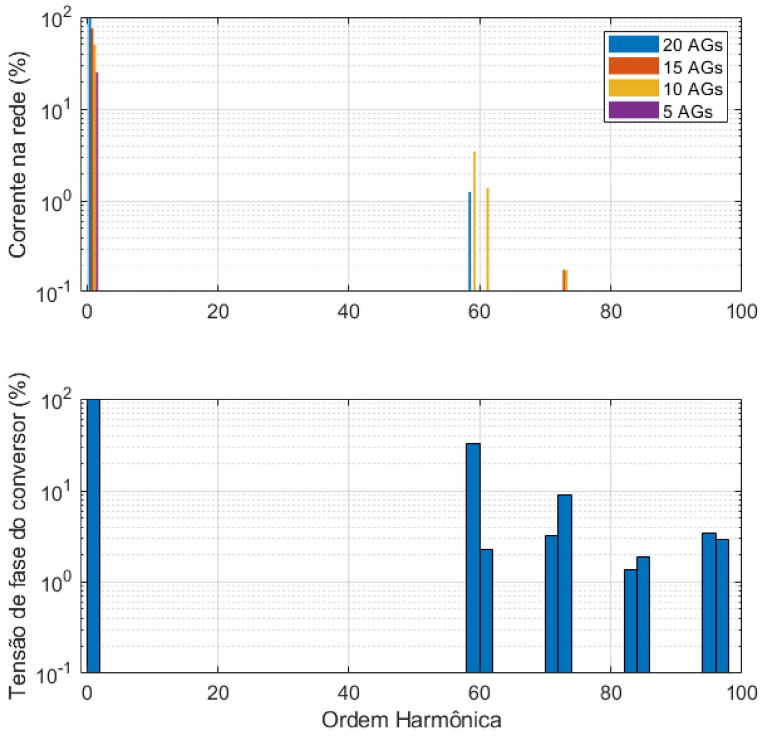


Figura 103. Espectro da corrente injetada pelo parque Cruz Alta, com 20, 15, 10 e 5 AGs no PAC e espectro da tensão de fase do conversor TUPF.

5.1.4 Distorção de tensão na barra de média tensão

Com todos os aerogeradores operando a plena capacidade, a distorção de tensão resultante no PAC foi calculada. A Tabela 29 sumariza os resultados e os espectros harmônicos correspondentes são mostrados na Figura 104 para o parque Cerro Chato I e na Figura 105 para o parque Cruz Alta. Em ambos os parques as distorções introduzidas pelos parques até a 50° ordem são desprezíveis. Em Cerro Chato, considerando as 100 primeiras componentes, as distorções não superam 1%. No entanto, no parque Cruz Alta, verificou-se uma situação em que o conversor TUPF introduziu mais distorção do que o conversor 2L-VSC. Para o parque com 20 AGs, a THD de tensão calculada anteriormente foi de 5,66%, tendo se elevado para mais de 10%. Pela Figura 105 observa-se que a componente de ordem 59 representa a maior parte deste valor. Isto ocorre porque há uma ressonância paralela de modo 22 no harmônico 59,3, exatamente a componente mais expressiva gerada pelo conversor TUPF. Além disso, mas ela apresenta o maior valor de pico das impedâncias modais calculadas, o que está diretamente correlacionado à severidade desta ressonância.

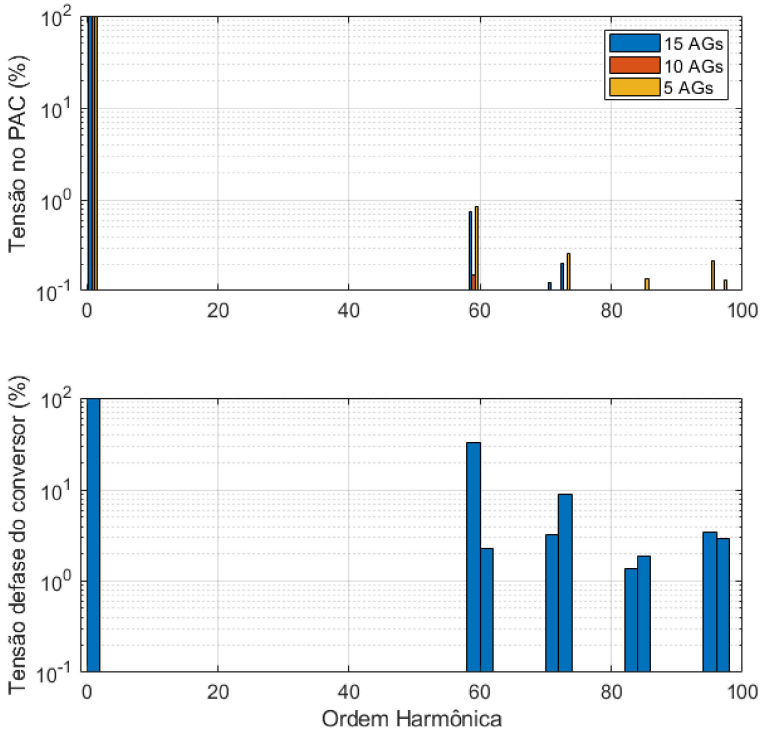


Figura 104. Espectro da tensão na no PAC em Cerro Chato I operando com 15, 10 e 5 AGs e espectro da tensão de fase do conversor TUPF.

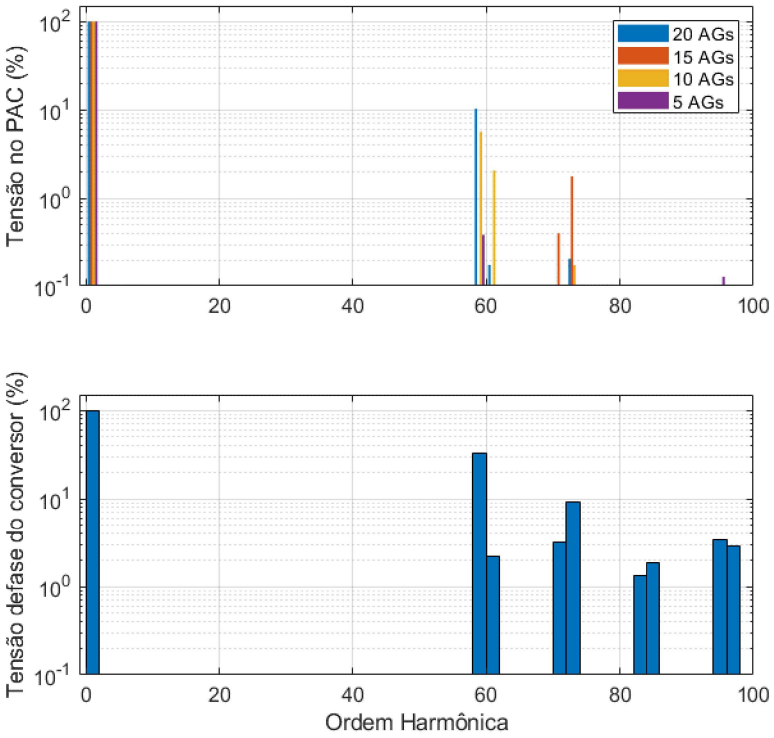


Figura 105. Espectro da tensão na no PAC em Cruz Alta operando com 20, 15, 10 e 5 AGs e espectro da tensão de fase do conversor TUPF.

O outro caso crítico identificado na seção 3.3.4, para o parque Cruz Alta com 10 AGs, apresentou uma melhora com o uso do conversor TUPF, reduzindo a distorção total de mais de 21% para 6%. Isto se deve às componentes de ordem 59 e 61, esta última coincidindo com um modo de ressonância na frequência de ordem 60,9.

Apesar de o conversor 2L-VSC também introduzir distorções harmônicas nestas ordens e apresentar ressonâncias próximas a estas frequências, nestes casos o impacto das amplitudes dos picos de ressonância (ou alternativamente os fatores de amplificação) se mostrou bastante relevante.

Tabela 29. THD da tensão no PAC devido à injeção de corrente pelos parques eólicos.

THD	**Cerro Chato I**		**Cruz Alta**	
Nº de AGs	**Até a 50ª**	**Até a 100ª**	**Até a 50ª**	**Até a 100ª**
20	-	-	0,01%	**10,34%**
15	0,06%	0,78%	0,00%	1,82%
10	0,05%	0,18%	0,01%	**6,02%**
5	0,01%	0,93%	0,00%	0,42%

5.2 Discussão dos resultados

De maneira geral, a comparação dos resultados das análises modais realizadas nas seções 0, com o conversor 2L-VSC, e 5.1, com o conversor TUPF, permite concluir que:

- O uso de conversores TUPF como PCS em aerogeradores promove um deslocamento das frequências de ressonância para ordens mais altas, em comparação com o 2L-VSC;
- Os fatores de amplificação ou atenuação de ressonâncias com o uso de conversores TUPF na quase totalidade dos casos são maiores do que com conversores 2L-VSC;
- Esta diferença é tanto mais pronunciada quanto maior for o número de AG em um parque
- Estas tendências são observadas principalmente na ressonância de mais baixa ordem.
- As características de ressonância são influenciadas pela topologia do conversor, seus controladores de corrente e pela presença ou não de filtros senoidais, mas as características dos parques, dados dos cabos e interconexão dos AGs, têm efeito predominante.

Os motivos por trás desses efeitos são discutidos brevemente a seguir. As tendências descritas nos capítulos 2 e 3, relacionadas à redução das frequências de ressonância e aumento nas THDs de corrente com o aumento do número de AGs, foram observadas em ambos os parques estudados. Da mesma forma, se comprovou a hipótese de que a representação do aerogerador como uma fonte de corrente harmônica ideal é conservadora e de que as características dos cabos de média tensão são determinantes nas características das ressonâncias. Isto é corroborado pelo fato de o parque Cruz Alta, com maior número de aerogeradores, maiores comprimentos e capacitâncias de cabo, apresentar resultados sempre piores que o parque Cerro Chato I, independentemente do PCS utilizado.

Para se entender melhor o impacto devido exclusivamente à modificação do conversor, a impedância equivalente devida a um AG e o cabo que o conecta à próxima barra foi avaliada. A Figura 106 mostra as magnitudes das impedâncias calculadas para cada um dos conversores na própria barra do AG (figura (a)) e na barra do próximo AG, após a inserção do cabo (figura(b)).

Nos gráficos percebe-se que, enquanto que nos terminais do aerogerador a resposta em frequência do conversor 2L-VSC é dominada pelos parâmetros de seu filtro senoidal de saída (frequência de ressonância em torno da ordem 41) e a do conversor TUPF é praticamente indutiva-resistiva, após um dado comprimento de cabo, a resposta contém pontos de ressonância para ambos os conversores, mas com uma frequência determinada principalmente pelos parâmetros do cabo. Isso ocorre porque a capacitância de cabos subterrâneos na tensão de 34,5 kV é da ordem de uma ou duas centenas de nF/km. Desta forma, a capacitância equivalente de um cabo com comprimento de apenas 1km é cerca de 5 vezes a capacitância por fase do filtro transferida para o lado de média tensão.

Sendo assim, as conclusões gerais que se pode derivar desta aproximação e que são corroboradas pelos resultados dos estudos de caso são:

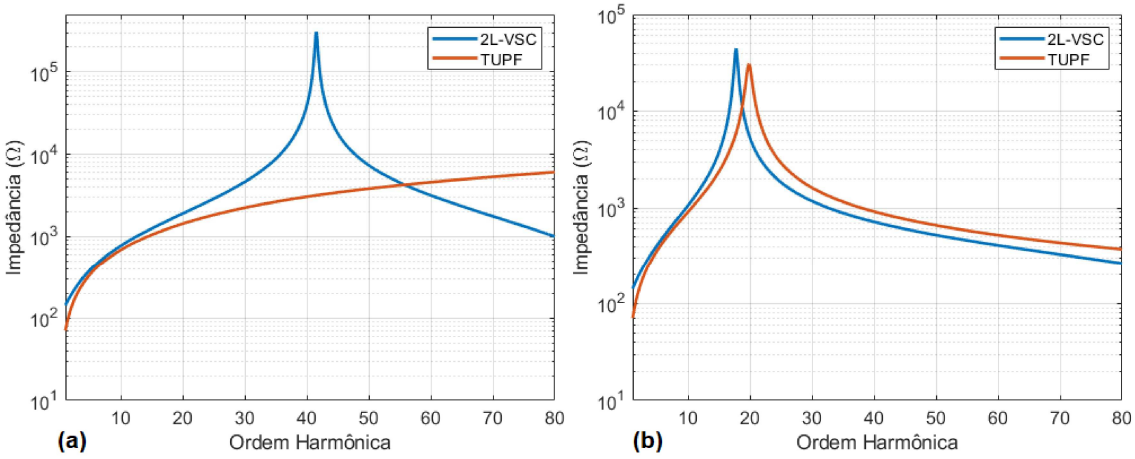


Figura 106. Comparação impedâncias equivalentes: (a) nos terminais de MT do próprio aerogerador (b) após inserção de cabos de MT.

- Quanto maiores os parâmetros L_c e C_c do cabo e maior seu comprimento, menor será a frequência de ressonância equivalente;
- A inclusão de ramos capacitivos *shunt* em filtros de saída aumenta a capacitância total, reduzindo a frequência de ressonância;
- Quanto maior o capacitor do filtro de harmônicos, maior será o impacto da presença do filtro sobre as características de ressonância do parque;

Como já mencionado, correlacionar as magnitudes dos fatores de amplificação/atenuação com a ocorrência ou severidade das ressonâncias é algo difícil. Além disso, conforme visto no capítulo 3, quando se seleciona o grafo do tipo (b) para o cálculo das impedâncias de malha, os valores dos fatores de atenuação são afetados. Portanto, o deslocamento da frequência de ressonância para ordens mais altas continua sendo um fator mais relevante para se determinar qual conversor tem melhor desempenho neste quesito.

A melhor maneira de se garantir que não haverá problemas nos parques eólicos devido a ressonâncias é evitar sua excitação, algo que o conversor TUPF proporciona não só por aumentar suas frequências, mas também por provocar menor distorção harmônica nas tensões e correntes nos parques. Não obstante, é sempre possível que ocorra a coincidência da frequência de ressonância com as frequências não mitigadas pelo conversor TUPF, ocasionando elevados valores de distorção como observado no parque Cruz Alta. Isto sugere que a aplicação do conversor de fator de potência unitário como PCS em aerogeradores encontre seu nicho nas condições que levam as ressonâncias a reduzirem suas frequências, ou seja, em parques com grande número de aerogeradores que estejam distantes entre si, conectados por longos cabos.

6. CONCLUSÕES

Neste trabalho a topologia do conversor TUPF foi consolidada e alguns de seus detalhes construtivos foram aprofundados, como o projeto das indutâncias e do transformador, considerando-se o contexto de sua aplicação como PCS de geradores eólicos. Detalhes do projeto de suas malhas de controle e sincronismo oram abordados e sua característica de não-emissão de harmônicos foi verificada por meio de simulações e com testes do tipo *hardware-in-the-loop*. Um protótipo de 30 kW foi desenvolvido, mas devido à identificação tardia da necessidade de implementação do modularo SHE-PWM em altas frequências, testes em malha fechada não forma realizados. O Anexo mostra resultados obtidos com este propotótipo em malha aberta. Dois parques eólicos reais foram modelados e suas características de ressonância foram obtidas considerando o uso de conversores 2L-VSC e TUPF como PCS, utilizando-se tanto a varredura em frequência quanto a Análise Modal. Este último método foi expandido para ser utilizado na detecção de ressonância série. Além disso um modelo de conversor baseado em resistores, indutores e capacitores foi elaborado e validado.

A abordagem convencional de projeto de conversores, que não leva em consideração as características da rede no ponto de acoplamento, não garante o atendimento de requisitos de normas e recomendações técnicas em parques eólicos. No entanto, ainda que fossem consideradas, as características da rede de média tensão dos parques e do PCC são variáveis e dificilmente conhecidas *a priori*, sendo sua estimação fortemente dependente da exatidão dos dados e modelos utilizados.

Sendo assim, a não-emissão de harmônicos de corrente, que causam distorções de tensão na rede e podem excitar ressonâncias, se torna preferível à sua mitigação. O uso de filtros ativos em paralelo com aerogeradores tem se propagado, enquanto por outro lado, em parques com aerogeradores de mais alta potência, tem-se investido em conversores multiníveis, cujas tensões de saída naturalmente apresentam menor distorção harmônica. Estas soluções, ainda que eficientes e sofisticadas, aumentam os custos de execução da unidade geradora e não atacam o problema da ressonância, apenas o da distorção harmônica.

O uso de um conversor 12 pulsos, uma topologia clássica e já bem estabelecida, combinado à técnica de modulação com eliminação seletiva de harmônicos, se apresenta como solução particularmente adequada à aplicação em geração eólica, pois além de não emitir harmônicos característicos abaixo de uma determinada frequência, opera em baixas frequências de chaveamento, resultando em menores perdas. A estrutura denominada TUPF construída a partir de conversores 2-níveis e com barramentos de corrente contínua em paralelo pode ser obtida diretamente de conversores *back-to-back* já utilizados na conexão de aerogeradores à rede, apenas alterando-se seu controle, substituindo-se o transformador convencional por um de três-enrolamentos de mesma potência e instalando-se sensores de tensão e corrente no enrolamento de média tensão do transformador.

No capítulo de detalhamento do conversor TUPF, as equações transcendentais da modulação SHE-PWM de 9 ângulos foram apresentadas e sua solução foi obtida via um algoritmo de otimização multiobjetivo. Os ângulos de comutação foram obtidos a partir do índice de modulação zero até 0,92. Esta solução é suficiente para operar o conversor com tensões de rede para além da faixa de ± 10%, caso necessário.

O conversor foi modelado em espaço de estados e estabeleceu-se que é possível a utilização de métodos de controle tipicamente empregados em conversores 2-níveis, como o VOC. Os ganhos dos reguladores de corrente e tensão c.c. foram ajustados pelo método da rigidez dinâmica, sendo seu desempenho foi avaliado tanto em simulação como experimentalmente. Determinou-se a frequência necessária para o correto funcionamento do modulador SHE-PWM, o qual foi implementado em FPGA e também testado experimentalmente, utilizando-se o emulador hardware-in-the-loop.

Outros aspectos práticos à implementação do conversor TUPF foram avaliados. Perdas nas chaves estáticas foram calculadas e comparadas com as de um conversor convencional de mesma potência. Nesse aspecto, o conversor TUPF mostrou-se mais eficiente e os dispositivos semicondutores apresentaram menores elevações de temperatura.

Ao se observarem as correntes dos conversores individuais no lado de baixa tensão do transformador, nota-se a elevada amplitude das componentes de 5° e 7° harmônico, as quais limitam o quanto se pode reduzir a impedância série entre as pontes e o transformador. Um valor mínimo de 17,4% para o conversor TUPF de 2 MW foi estabelecido, com base na corrente de pico repetitiva máxima que as chaves suportam e o *derating* que estas altas componentes harmônicas impõem ao transformador.

Para avaliar a variação das características de ressonância em função das impedâncias de rede e características dos conversores, foi realizado um estudo de caso de dois parques eólicos localizados no sul do Brasil, nos quais foram relatados períodos de indisponibilidade de geração por problemas com harmônicos e possivelmente ressonâncias. Na análise realizada, confirmou-se a influência das características do parque e da rede básica à qual ele está conectado sobre as frequências de ressonância e seus fatores de amplificação. Cabos e transformadores de média tensão também devem ser modelados, ainda que seu efeito sobre os resultados seja menos pronunciado. O número de aerogeradores conectados ao mesmo barramento e o tipo de conversor de conexão à rede utilizado também fazem variar as características de impedância equivalente.

Apesar da influência substancial dos parâmetros do parque eólico sobre as características de ressonância, os estudos de caso mostram claramente como a escolha do PCS pode modificar significativamente as impedâncias de barramento equivalentes de forma favorável.

É importante ressaltar que os resultados também são bastante influenciados pelo modelo selecionado para a representação do conversor e suas malhas de controle. A obtenção correta da resposta em frequência do modelo equivalente por fase deve ser feita no domínio de sequência, fazendo-se as

transformações adequadas das características dos controladores, que são implementados no referencial síncrono. A não-inclusão das características de controle interfere principalmente na resposta em baixas frequências. Também foi elaborada uma metodologia para a representação das respostas em frequência assim obtidas por meio de indutores, capacitores e resistores. Observa-se que estes modelos apresentam aderência de 99% aos dados, apresentando desvios significativos apenas nas altas frequências. Juntamente com a discussão que envolve a melhor maneira de se obter as matrizes de impedância de malha, esta é uma importante contribuição deste trabalho.

Calculando-se as correntes harmônicas injetadas na barra de média tensão pelos aerogeradores individuais, houve diferença entre o uso de conversores 2L-VSC e conversores TUPF, com este provocando menor distorção harmônica de corrente e tensão do que aquele, em quase todos os casos avaliados.

Em todos os casos avaliados e para ambos os parques, o conversor TUPF apresentou THD de corrente inferior a 1%, avaliada até a 50ª ordem, sempre menor que a distorção causada pelos conversores 2L-VSC. Em Cruz Alta, no caso com 10 aerogeradores, houve ocorrência de ressonância, com as amplitudes das componentes de 59ª ficando muito elevadas e a distorção de corrente ultrapassando o limite de 5%. No entanto, até neste caso, o desempenho do conversor TUPF é significativamente melhor do que o 2L-VSC convencional, para o qual a THD de corrente no PAC supera 27%. É importante ressaltar, no entanto, que estes índices são relativos à corrente de 10 AGs e que são mais reduzidos se forem comparados com o número máximo de aerogeradores nos parques.

Foram calculadas também as distorções de tensão na barra de média. Calculando-se a THD apenas até a 50ª ordem, ambos os conversores respeitam os limites, mas para o TUPF as distorções de tensão são praticamente desprezíveis. Em Cerro Chato as THDs não ultrapassam 1% nem mesmo considerando as 100 primeiras ordens harmônicas. No entanto, novamente no parque Cruz Alta, ambos os conversores apresentaram valores elevados de distorção de tensão, desta vez nos casos com 10 AGs e também com o máximo número de AGs. Nesta situação foi observado o único caso em que o desempenho do conversor TUPF foi pior: mais de 10% de THD de tensão contra 5,66% do conversor 2-níveis, para 100 componentes harmônicas. Isto ocorre, pois, a frequência de ressonância coincidiu justamente com a primeira ordem não eliminada e, como já explanado, o fator de amplificação para o conversor TUPF é maior. Este caso ressalta que, apesar de todas as suas vantagens, o conversor TUPF não está imune a problemas com ressonâncias, principalmente devido ao fado de que as características do parque são bastante relevantes. Embora o número e a localização ou interconexão de turbinas eólicas em uma usina não possam ser alterados, a seleção de um conversor que aprimore as características de ressonância e emita menos harmônicos se torna mais crucial, tornando o conversor TUPF especialmente adequado para esta aplicação, ainda mais nos casos em que as frequências de ressonância tendem à região abaixo da 50ª ordem.

6.1 Propostas de continuidade

A seguir são listados possíveis tópicos de investigação identificados à conclusão deste trabalho:

- Reprodução dos resultados obtidos considerando-se um conversor TUPF 3 níveis;
- Verificação da aplicabilidade dos modelos RLCr para o conversor TUPF 3 níveis e conversores multiníveis em geral;
- Obtenção de resultados experimentais em malha fechada com o protótipo de 30 kW para determinação de perdas globais e desempenho do conversor TUPF em condições reais;
- Obtenção de resultados experimentais em malha fechada e condições nominais de operação para a verificação dos aspectos técnicos de construção de conversores TUPF, como as perdas e elevações de temperatura no transformador e indutores e perdas e nível de utilização dos dispositivos semicondutores;
- Reprodução dos estudos de análise modal comparando-os à solução que emprega conversores 2L-VSC em conjunto com filtros ativos *shunt* ou filtros ativos híbridos em paralelo com os aerogeradores;
- Estudo da redução das componentes de 5ª e 7ª ordem por meio da introdução de mais 2 ângulos na modulação SHE-PWM e seu impacto sobre as perdas, devido à mais alta frequência de chaveamento, o valor mínimo de indutância e o *derating* do transformador.

REFERÊNCIAS

[1] Transmission and Distribution Committee of the IEEE Power and Energy Society, "IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems," 2014.

[2] C. E. Almeida, "Controle de Corrente em Tempo Discreto e seus Efeitos sobre o Amortecimento de filtros LCL em Retificadores PwM," 2010.

[3] M. Liserre, A. Dell'Aquila, and F. Blaabjerg, "Stability improvements of an LCL-filter based three-phase active rectifier," in *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*, 2002, pp. 1195–1201.

[4] J. Dannehl, F. W. Fuchs, and S. Hansen, "PWM rectifier with LCL-filter using different current control structures," in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007.

[5] F. Liu, Y. Zhou, S. Duan, J. Yin, B. Liu, and F. Liu, "Parameter design of a two-current-loop controller used in a grid-connected inverter system with LCL filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, pp. 4483–4491, 2009.

[6] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, 2005.

[7] S. Y. Yang, X. Zhang, C. W. Zhang, and Z. Xie, "Study on active damping methods for voltage source converter with LCL input filter," in *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC '09*, 2009, vol. 3, pp. 975–979.

[8] K. Jalili and S. Bernet, "Design of LCL filters of active-front-end two-level voltage-source converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 1674–1689, 2009.

[9] A. A. Rockhill, M. Liserre, R. Teodorescu, and P. Rodriguez, "Grid-filter design for a multimegawatt medium-voltage voltage-source inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1205–1217, 2011.

[10] I. J. Gabe, J. R. Massing, V. F. Montagner, and H. Pinheiro, "Stability analysis of grid-connected voltage source inverters with LCL-filters using partial state feedback," in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, pp. 1–10.

[11] M. K. N. Hasan, K. Rauma, A. Luna, J. I. Candela, and P. Rodriguez, "Harmonic resonances damping using hybrid filter for WPP," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.*, pp. 1312–1319, 2012.

[12] H. Yin, M. Sahni, N. Karnik, and H. K. Nia, "Root Cause Analysis for Harmonic Resonance Tripping in Wind Power Plants : An ERCOT Case Study," pp. 2–6.

[13] R. N. Beres, X. Wang, M. Liserre, and ..., "A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters," *... Top. Power ...*, vol. 4, no. 1, pp. 54–69, 2016.

[14] S. C. C. 21, “IEEE Std 1547 Standard for Interconnecting Distributed Resources with electric Power Systems,” no. September. 2003.

[15] F. Blaabjerg and K. Ma, “Future on Power Electronics for Wind Turbine Systems,” in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2013, vol. 1, no. 3, pp. 139–152.

[16] D. E. Nordgård, M. K. Istad, T. B. Solvang, M. D. Catrinu, L. Aleixo, and G. H. Kjølle, “Methodology for planning of distributed generation in weak grids,” in *2011 IEEE PES Trondheim PowerTech: The Power of Technology for a Sustainable Society, POWERTECH 2011*, 2011, pp. 1–6.

[17] M. Farhoodnea, A. Mohamed, H. Shareef, and H. Zayandehroodi, “Power quality impacts of high-penetration electric vehicle stations and renewable energy-based generators on power distribution systems,” *Measurement*, vol. 46, no. 8, pp. 2423–2434, 2013.

[18] C. Nie, W. Lei, H. Wang, K. Zhang, and Y. Wang, “Modeling and analysis of harmonic resonance in microgrid and research of active harmonic resistance method,” *9th Int. Conf. Power Electron. - ECCE Asia "Green World with Power Electron. ICPE 2015-ECCE Asia*, pp. 2489–2494, 2015.

[19] G. Wang *et al.*, “A review of power electronics for grid connection of utility-scale battery energy storage systems,” *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 7, no. 4, pp. 1778–1790, 2016.

[20] A. Dolara, G. Magistrati, R. Zich, L. Frosio, and G. Marchegiani, “Harmonic analysis of output filters for grid connected converters in Battery Energy Storage Systems,” in *2014 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, 2014, pp. 162–166.

[21] L. Kocewiak, “Harmonics in large offshore wind farms,” 2012.

[22] B. T. Meyer, M. P. De Carli, R. E. S. Ristow, R. Antunes, and R. P. D. Ross, “Influência da Definição do Lugar Geométrico das Impedâncias nos Estudos de Desempenho Harmônico Associados a Usinas Eólicas,” in *Décimo Quinto Encontro Regional Ibero-americano do CIGRÉ*, 2013, pp. 1–8.

[23] IEC, *Wind Turbine Generator Systems - Part 21: Measurement and assessment of Power Quality Characteristics of grid connected Wind Turbines*, vol. 12. 2001.

[24] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, S. Santoso, and H. W. Beaty, *Electrical Power Systems Quality*, Second. New York: McGraw-Hill Professional Publishing, 2002.

[25] A. Bayo-Salas, J. Beerten, and D. Van Hertem, “Analytical methodology to develop frequency-dependent equivalents in networks with multiple converters,” *2017 IEEE Manchester PowerTech, Powertech 2017*, pp. 1–6, 2017.

[26] T. Morais and S. Rocha, “Distorções Harmônicas Geradas por um Parque de Turbinas Eólicas,” in *Anais do IV Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*, 2012, pp. 1–6.

[27] Q. Li, S. Tao, X. Xiao, and J. Wen, “Monitoring and analysis of power quality in electric vehicle

charging stations," in *2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)*, 2013, pp. 277–282.

[28] a F. a Kadir, A. Mohamed, H. Shareef, and M. Z. C. Wanik, "Impact of Multiple Inverter Based Distributed Generation Units on Harmonic Resonance," in *International Conference of Renewable Energies and Power Quality*, 2012, pp. 1–6.

[29] C. L. Bak, J. Hjerrild, and Ł. H. Kocewiak, "Wind turbine converter control interaction with complex wind farm systems," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 7, no. February, pp. 380–389, 2013.

[30] M. Bradt *et al.*, "Harmonics and resonance issues in wind power plants," *Proc. IEEE Power Eng. Soc. Transm. Distrib. Conf.*, pp. 1–8, 2012.

[31] F. Fuchs and A. Mertens, "Prediction and Avoidance of Grid-Connected Converter's Instability caused by Wind Park Typical, Load-Varying Grid Resonance," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 2633–2640.

[32] A. E. Leon and J. a. Solsona, "Performance improvement of full-converter wind turbines under distorted conditions," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 4, no. 3, pp. 652–660, 2013.

[33] K. Rauma and K. M. Hasan, "Resonance analysis of a wind power plant with modal approach," in *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2012, pp. 2042–2047.

[34] C. Xu, K. Dai, X. Chen, L. Peng, Y. Zhang, and Z. Dai, "Parallel Resonance Detection and Selective Compensation Control for SAPF with Square-Wave Current Active Injection," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 10, pp. 8066–8078, 2017.

[35] H. a. Pereira, a. F. Cupertino, C. a D. S. G. Ribeiro, and S. R. Silva, "Influence of PLL in wind parks harmonic emissions," in *2013 IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies, ISGT LA 2013*, 2013, no. 3, pp. 1–8.

[36] M. H. J. Bollen, S. Cundeva, S. K. Rönnberg, M. Wahlberg, K. Yang, and L. Yao, "A wind park emitting characteristic and non characteristic harmonics," in *Proceedings of EPE-PEMC 2010 - 14th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2010, pp. 22–26.

[37] Assessoria de Comunicação Social e Marketing – Eletrosul Centrais Elétricas S.A., "Aneel autoriza operação do Parque Eólico Cerro dos Trindade," 2014. [Online]. Available: http://www.eletrosul.gov.br/sala-de-imprensa/noticias/aneel-autoriza-operacao-do-parque-eolico-cerro-dos-trindade. [Accessed: 22-Sep-2016].

[38] K. G. Anderson, "ABB fornece equipamentos para parque eólico da Eletrosul," *Revista Engenharia*, 2013. [Online]. Available: http://www.brasilengenharia.com/portal/noticias/noticias-da-engenharia/5903-abb-fornece-equipamentos-para-parque-eolico-da-eletrosul. [Accessed: 22-Sep-2016].

[39] ABB, "Power Quality Filters PQFI – PQFM – PQFK – PQFS: Improving Power Quality for Efficiency and Reliabilitye," 2011. [Online]. Available:

https://library.e.abb.com/public/fe1e4b47a03585e2852578df006931c1/1SXP982003D0201.pdf.

[40] L. Wang *et al.*, “Adaptive Active Filter for Interfacing Wind-Power DGs to Distribution Systems,” in *International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2008, pp. 2536–2541.

[41] Z. Ke, L. V Zhipeng, L. U. O. An, and L. I. U. Lu, “Control Strategy of Shunt Hybrid Active Power Filter in Distribution Network Containing Distributed Power,” in *2010 China International Conference on Electricity Distribution (CICED 2010)*, 2010, pp. 20–23.

[42] S. K. Chaudhary, B. Hoseinzadeh, C. F. Jensen, and E. Dk, “Challenges with Harmonic Compensation at a Remote Bus in Offshore Wind Power Plant,” in *IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering*, 2016, pp. 2–7.

[43] S. K. Chaudhary, Ł. H. Kocewiak, and B. Hesselbæk, “Harmonic Mitigation Methods in Large Offshore Wind Power Plants,” in *Proceedings of the 12th Wind Integration Workshop: International Workshop on Large-Scale Integration of Wind Power into Power Systems as well as Transmission Networks for Offshore Wind Farms*, 2013, pp. 443–448.

[44] S. Arcuri, M. Liserre, D. Ricchiuto, T. Kerekes, and F. Blaabjerg, “Stability analysis of grid inverter LCL-filter resonance in wind or photovoltaic parks,” in *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 2011, pp. 2499–2504.

[45] WECC, “WECC Wind Plant Dynamic Modeling Guidelines,” 2014.

[46] Agência Brasil - EBC, “Leilão de energia de fontes solar e eólica termina com deságio de 15,35%,” 2015. [Online]. Available: http://agenciabrasil.ebc.com.br/economia/noticia/2015-11/leilao-de-energia-de-fontes-solar-e-eolica-terminou-com-desagio-de-1535. [Accessed: 27-Sep-2016].

[47] ANEEL, “Capacidade de Geração do Brasil,” *Banco de Informações da Geração*, 2019. [Online]. Available: http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/capacidadebrasil.cfm. [Accessed: 09-Jan-2019].

[48] G. W. E. C. Gwec, “Global Wind Report 2018,” 2019. [Online]. Available: https://gwec.net/wp-content/uploads/2019/04/GWEC-Global-Wind-Report-2018.pdf. [Accessed: 24-Jul-2019].

[49] ABEEólica, “Boletim de Dados - Ago 2016,” 2017. .

[50] Global Wind Energy Council, “Global Wind Report - Annual Market Update 2015,” *Global Wind Energy Council*, 2016. [Online]. Available: http://www.gwec.net/global-figures/wind-energy-global-status/. [Accessed: 27-Sep-2016].

[51] J. Sun, “Modeling and Analysis of Harmonic Resonance Involving Renewable Energy Sources,” in *International Conference on Power System Transients (IPST)*, 2013, pp. 1–7.

[52] J. Li, N. Samaan, and S. Williams, “Modeling of large wind farm systems for dynamic and

harmonics analysis," in *2008 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, 2008, pp. 1–7.

[53] F. Wang, J. L. Duarte, M. A. M. Hendrix, and P. F. Ribeiro, "Modeling and analysis of grid harmonic distortion impact of aggregated DG inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 3, pp. 786–797, 2011.

[54] L. Monjo, L. Sainz, J. Liang, and J. Pedra, "Study of resonance in wind parks," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 128, pp. 30–38, 2015.

[55] B. Math and K. Yang, "Harmonics - Another Aspect of the Interaction between Wind-power Installations and the Grid," in *22 nd International Conference on Electricity Distributionnd International Conference on Electricity Distribution*, 2013, no. 0408, pp. 10–13.

[56] R. Zheng, M. H. J. Bollen, and J. Zhong, "Harmonic resonances due to a grid-connected wind farm," in *ICHQP 2010 - 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power*, 2010, pp. 1–7.

[57] M. Cespedes and J. Sun, "Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1254–1261, 2014.

[58] X. Wang, F. Blaabjerg, and P. C. Loh, "Proportional derivative based stabilizing control of paralleled grid converters with cables in renwable power plants," *2014 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2014*, pp. 4917–4924, 2014.

[59] ONS, "Boletim Mensal de Geração Eólica Dezembro / 2018," *Operador Nacional do Sistema Elétrico*, 2018. [Online]. Available: http://www.ons.org.br/AcervoDigitalDocumentosEPublicacoes/Boletim_Eolica_dez_2018.pdf. [Accessed: 07-Mar-2019].

[60] International Renewable Energy Agency, "Renewable Capacity Statistics 2018," 2018.

[61] P. Enevoldsen and S. V. Valentine, "Do onshore and offshore wind farm development patterns differ?," *Energy Sustain. Dev.*, vol. 35, pp. 41–51, 2016.

[62] M. I. Blanco, "The economics of wind energy," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 13, no. 6–7, pp. 1372–1382, 2009.

[63] IRENA, *Power Generation Costs in 2017*, vol. Abu Dhabi. 2018.

[64] L. Pescarmona, "Perspectivas e Inovações Tecnológicas da Indústria de Energia Eólica," *Casa da Ciência da UFRJ*, 2011. [Online]. Available: www.nuca.ie.ufrj.br/gesel/apresentacoes/LuisIMPSA.ppt%0A. [Accessed: 09-Nov-2016].

[65] S. Mohammad, S. N., Das, N. K., Roy, S. N. Mohammad, N. K. Das, and S. Roy, "A review of the state of the art of generators and power electronics for wind energy conversion systems," in *2014 3rd International Conference on the Developments in Renewable Energy Technology (ICDRET)*, 2014, pp. 1–6.

[66] S. Heier, *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*, 3rd ed., vol. 21, no. 3–4. Wiley,

2014.

[67] M. Pierrot, “The Wind Power.” [Online]. Available: http://www.thewindpower.net/. [Accessed: 12-Feb-2017].

[68] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2011.

[69] M. Liserre *et al.*, “Overview of Multi-MW Wind Turbines and Wind Parks,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1081–1095, 2011.

[70] M. Singh and A. Chandra, “Power Maximization and Voltage Sag / Swell Ride- Through Capability of PMSG based Variable Speed Wind Energy Conversion System,” in *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008*, 2008, pp. 2206–2211.

[71] S. Kouro, V. Yaramasu, M. Narimani, B. Wu, and P. C. Sen, “High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies,” *Proc. IEEE*, vol. 103, no. 5, pp. 740–788, 2015.

[72] S. S. Gjerde and T. Undeland, “Power conversion system for transformer-less offshore wind turbine,” *Power Electron. Appl. (EPE 2011), Proc. 2011-14th Eur. Conf.*, pp. 1–10, 2011.

[73] H. Tiegna, Y. Amara, G. Barakat, and B. Dakyo, “Overview of high power wind turbine generators,” in *2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 2012, pp. 1–6.

[74] R. Islam, Y. Guo, and J. Zhu, “A Novel Medium-Voltage Converter System for Compact and Light Wind Turbine Generators,” in *22nd Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, 2012, pp. 1–6.

[75] Z. Salam, A. Majed, and A. M. Amjad, “Design and implementation of 15-level cascaded multi-level voltage source inverter with harmonics elimination pulse-width modulation using differential evolution method,” *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 9, pp. 1740–1748, 2015.

[76] X. Yuan, J. Chai, and Y. Li, “A transformer-less high-power converter for large permanent magnet wind generator systems,” *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 3, no. 3, pp. 318–329, 2012.

[77] F. Blaabjerg, M. Liserre, and K. Ma, “Power electronics converters for wind turbine systems,” *Ind. Appl. IEEE …*, vol. 48, no. 2, pp. 708–719, 2012.

[78] S. Mohammad, S. N., Das, N. K., Roy, “A Review of the State of the Art of Generators and Power Electronics for Wind Energy Conversion Systems,” *3rd Int. Conf. Dev. Renew. Energy Technol.*, pp. 1–6, 2012.

[79] W. Li, Y. Wang, J. Hu, H. Yang, C. Li, and X. He, “Common-Mode Current Suppression of Transformerless Nested Five-Level Converter with Zero Common-Mode Vectors,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PP, no. c, p. 1, 2018.

[80] H. Polinder, J. A. Ferreira, B. B. Jensen, A. B. Abrahamsen, K. Atallah, and R. A. McMahon, “Trends in wind turbine generator systems,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 1,

no. 3, pp. 174–185, 2013.

[81] T. M. Parreiras and B. J. C. Filho, “Current control of three level neutral point clamped voltage source rectifiers using selective harmonic elimination,” in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, pp. 4608–4614.

[82] F. Blaabjerg, F. Iov, T. Terekes, R. Teodorescu, and K. Ma, “Power electronics - Key technology for renewable energy systems,” *2011 2nd Power Electron. Drive Syst. Technol. Conf. PEDSTC 2011*, pp. 445–466, 2011.

[83] K. Ma, M. Liserre, and F. Blaabjerg, “Comparison of multi-MW converters considering the determining factors in wind power application,” *2013 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2013*, pp. 4754–4761, 2013.

[84] B. Wu, *High-Power Converters and ac Drives*, 1st ed. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2006.

[85] J. Rodríguez, J. S. Lai, and F. Z. Peng, “Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, 2002.

[86] H. Obara, H. Oguri, and Y. Sato, “Theoretical analysis of harmonics in PWM outputwaveform of multilevel inverters,” *Electr. Eng. Japan (English Transl. Denki Gakkai Ronbunshi)*, vol. 191, no. 4, pp. 55–65, 2015.

[87] J. Birk and B. Andresen, “Parallel-connected converters for optimizing efficiency, reliability and grid harmonics in a wind turbine,” in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications, EPE*, 2007, pp. 4–10.

[88] L. Zhang and X. Cai, “A Novel Multi-level Medium Voltage Converter Designed for Medium Voltage Wind Power Generation System,” in *2010 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, 2010, pp. 1–4.

[89] a. S. a Luiz and B. J. C. Filho, “Sinusoidal voltages and currents in high power converters,” in *Proceedings - 34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2008*, 2008, no. 6, pp. 3315–3320.

[90] C.-M. Y. C.-M. Young, S.-F. W. S.-F. Wu, and Y.-Z. L. Y.-Z. Liu, “Implementation of a multi-level inverter based on selective harmonic elimination and zig-zag connected transformers,” in *2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 2009, pp. 387–392.

[91] A. Laka, J. A. Barrena, J. Chivite-Zabalza, and M. A. Rodriguez, “Analysis and improved operation of a PEBB-based voltage-source converter for FACTS applications,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 28, no. 3, pp. 1330–1338, 2013.

[92] J. Pontt, J. Rodríguez, and R. Huerta, “Mitigation of noneliminated harmonics of SHEPWM three-level multipulse three-phase active front end converters with low switching frequency for meeting standard IEEE-519-92,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 6, pp. 1594–1600,

2004.

[93] T. M. Parreiras, J. C. G. Justino, and B. D. J. Cardoso Filho, “The True Unity Power Factor converter - A practical filterless solution for sinusoidal currents,” *9th Int. Conf. Power Electron. - ECCE Asia "Green World with Power Electron. ICPE 2015-ECCE Asia*, pp. 2557–2565, 2015.

[94] J. C. G. J. C. G. Justino, T. M. Parreiras, and B. D. J. C. Filho, “Hundreds kW charging stations for e-buses operating under regular Ultra-Fast Charging,” in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2014*, 2014, pp. 892–899.

[95] T. M. Parreiras, J. C. G. Justino, A. V. Rocha, and B. De Jesus Cardoso Filho, “True Unit Power Factor Active Front End for High-Capacity Belt-Conveyor Systems,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 3, pp. 2737–2746, 2016.

[96] D. Schulz and R. E. Hanitsch, “Investigation of the Current Harmonic Parameters of Wind Energy Converters,” in *2003 IEEE Power Tech Conference Proceedings*, 2003, p. 8.

[97] ONS, “Submódulo 2.8 - Gerenciamento dos indicadores de desempenho da rede básica e dos barramentos dos transformadores de fronteira, e de seus componentes,” *Procedimentos Rede*, p. 32, 2011.

[98] ONS, “Submódulo 3.6 - Requisitos técnicos mínimos para a conexão à rede básica,” 2009.

[99] A. Hoseinpour, S. M. Barakati, and R. Ghazi, “Harmonic reduction in wind turbine generators using a Shunt Active Filter based on the proposed modulation technique,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 43, no. 1, pp. 1401–1412, 2012.

[100] R. Zahira, A. P. Fathima, and R. Muthu, “Harmonic Reduction in Wind Power Generating System Using Shunt Active Filter with SPWM Technique,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 43, no. 1, pp. 1401–1412, 2016.

[101] K. Nisak *et al.*, “Harmonic Compensation Analysis in Offshore Wind Power Plants Using Hybrid Filters,” *Ieee Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 3, pp. 2050–2060, 2014.

[102] M. Rekik and L. Krichen, “Active power filter based on wind turbine for electric power system quality improvement,” in *2014 11th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, 2014, pp. 1–5.

[103] D. Schwanz, M. Bollen, A. Larsson, and Ł. H. Kocewiak, “Harmonic mitigation in wind power plants: Active filter solutions,” *Proc. Int. Conf. Harmon. Qual. Power, ICHQP*, vol. 2016-Decem, pp. 220–225, 2016.

[104] B. Badrzadeh and M. Gupta, “Practical experiences and mitigation methods of harmonics in wind power plants,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 5, pp. 2279–2289, 2013.

[105] B. Han, “Single-phase active power filter using FFT with harmonic phase-delay compensation,” *2009 IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet. PES ’09*, pp. 1–6, 2009.

[106] M. El-Habrouk and M. K. Darwish, “Design and implementation of a modified Fourier analysis harmonic current computation technique for power active filters using DSPs,” *IEE Proc. -*

Electr. Power Appl., vol. 148, no. 1, p. 21, 2002.

[107] N. P. Gupta, P. Gupta, and D. Masand, "Power quality improvement using hybrid active power filter for a DFIG based wind energy conversion system," in *2012 Nirma University International Conference on Engineering (NUiCONE)*, 2012, pp. 1–6.

[108] S. H. Shahalami and R. Hosseini, "Improvement of wind farm power quality by means of ANN-controlled hybrid filter," in *PEDSTC 2014 - 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, 2014, no. Pedstc, pp. 544–549.

[109] Ł. H. Kocewiak, B. L. Ø. Kramer, O. Holmstrøm, K. H. Jensen, and L. Shuai, "Resonance damping in array cable systems by wind turbine active filtering in large offshore wind power plants," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 11, no. 7, pp. 1069–1077, 2017.

[110] S. Aravind, U. Vinatha, and V. N. Jayasankar, "Wind-solar grid connected renewable energy system with series active self tuning filter," *Int. Conf. Electr. Electron. Optim. Tech. ICEEOT 2016*, pp. 1944–1948, 2016.

[111] M. Ding, Z. Chen, B. Wang, Z. Chen, Y. Luo, and G. Zheng, "Unified control of smoothing out wind power fluctuations and active power filtering by an energy storage system," *2012 IEEE Innov. Smart Grid Technol. - Asia, ISGT Asia 2012*, no. 1, pp. 1–5, 2012.

[112] M. Bojrup, *Advanced Control of Active Filters in a Battery Charger Application*. Lund: Universitetstryckeriet, Lund University, 1999.

[113] R. Zheng and M. Bollen, "Harmonic Resonances Associated with Wind Farms," Luleå, 2010.

[114] K. Liu, L. Wang, and S. Member, "Analysis of Measured Harmonic Currents and Voltages Contributed by a Commercial Wind Power System," in *2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2007, pp. 1–6.

[115] J. Plotkin, D. Schulz, and R. Hanitsch, "Influence of long high voltage cables on total harmonic distortion of currents in wind farms," in *IECON 2006 - 32nd Annual conference on IEEE Industrial Electronics*, 2006, pp. 3189–3194.

[116] C. E. Almeida and B. J. C. Filho, "Impact of Active Front End Topology on Wind Farm Resonance," in *IEEE Power and Energy Society General Meeting 2017*, 2017, no. M, pp. 2–6.

[117] S. Zhang, S. Jiang, X. Lu, B. Ge, and F. Z. Peng, "Resonance issues and damping techniques for grid-connected inverters with long transmission cable," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 1, pp. 110–120, 2014.

[118] K. A. Côrso and Assessoria de Imprensa do Município de Água Doce, "Aerogeradores do Parque Eólico de Água Doce estão sendo recuperados," 2019. [Online]. Available: https://www.aguadoce.sc.gov.br/noticias/index/ver/codNoticia/540944/codMapaItem/17234. [Accessed: 18-Mar-2019].

[119] Eólicas do Sul, "Parque Eólico Cerro Chato," 2014. [Online]. Available: https://goo.gl/VI6faH. [Accessed: 02-Mar-2017].

[120] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation For Power Converters*. 2003.

[121] G. A. Mendonça, "Avaliação das Abordagens Empregadas em Estudos de Propagação Harmônica em Sistemas Elétricos Avaliação das Abordagens Empregadas em Estudos de Propagação Harmônica em Sistemas Elétricos," Universidade Federal de MInas Gerais, 2012.

[122] J. Arrilaga and N. R. Watson, *Power System Harmonics*. West Sussex: Wiley & Sons, 2003.

[123] F. C. De La Rosa, *Harmonics and Power Systems*. Hazelwood, Missouri: Taylor & Francis Group, LLC, 2006.

[124] A. Bonner *et al.*, "Modeling and simulation of the propagation of harmonics in electric power networks. Part I: Concepts, models, and simulation techniques," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 11, no. 1, pp. 452–460, 1996.

[125] I. SKM System Analysis, "Power * Tools for Windows Tutorial - HI_WAVE Reference Manual." Manhattan Beach, p. 96, 2006.

[126] D. Schwanz, "Análise da distorção harmônica de um parque eólico através da sua modelagem no domínio do tempo e da frequência," Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2013.

[127] J. Marti, "Accurate Modelling of Frequency-Dependent Transmission Lines in Electromagnetic Transient Simulations," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-101, no. 1, pp. 147–157, Jan. 1982.

[128] G. Inverters *et al.*, "Harmonic Stability Assessment for Multiparalleled Grid Connected Inverters," vol. 7, no. 4, pp. 1388–1397, 2014.

[129] B. Wen, D. Boroyevich, R. Burgos, P. Mattavelli, and Z. Shen, "Inverse Nyquist Stability Criterion for Grid-Tied Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 2, pp. 1548–1556, 2017.

[130] B. Wen, D. Boroyevich, R. Burgos, P. Mattavelli, and Z. Shen, "Small-Signal Stability Analysis of Three-Phase AC Systems in the Presence of Constant Power Loads Based on Measured d-q Frame Impedances," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 10, pp. 5952–5963, 2015.

[131] T. Ackermann, *Wind Power in Power Systems*, vol. 140, no. February. 2005.

[132] C. E. Almeida, B. De Jesus, and C. Filho, "Shifting Resonances in Wind Farms to Higher Frequencies due to TUPF Converters," *J. Control. Autom. Electr. Syst.*, vol. 29, no. 6, pp. 805–815, 2018.

[133] X. Wang, F. Blaabjerg, M. Liserre, Z. Chen, J. He, and Y. Li, "An active damper for stabilizing power-electronics-based AC systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 7, pp. 3318–3329, 2014.

[134] X. Wang, F. Blaabjerg, and W. Wu, "Modeling and analysis of harmonic stability in an AC power-electronics- based power system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 12, pp. 6421–6432, 2014.

[135] E. Ebrahimzadeh, F. Blaabjerg, X. Wang, and C. Leth Bak, "Efficient approach for harmonic

resonance identification of large Wind Power Plants," *2016 IEEE 7th Int. Symp. Power Electron. Distrib. Gener. Syst. PEDG 2016*, pp. 1–7, 2016.

[136] E. Ebrahimzadeh, F. Blaabjerg, X. Wang, and C. L. Bak, "Harmonic stability and resonance analysis in large PMSG-based wind power plants," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 9, no. 1, pp. 12–23, 2018.

[137] S. Shah, P. Koralewicz, V. Gevorgian, and R. Wallen, "Large-Signal Impedance Modeling of Three-Phase Voltage Source Converters," in *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2018, vol. 15, pp. 4033–4038.

[138] L. Harnefors and S. Member, "Modeling of Three-Phase Dynamic Systems Using Complex Transfer Functions and Transfer Matrices," vol. 54, no. 4, pp. 2239–2248, 2007.

[139] A. Rygg, M. Molinas, Z. Chen, and X. Cai, "A modified sequence domain impedance definition and its equivalence to the dq-domain impedance definition for the stability analysis of AC power electronic systems," vol. 4, no. 4, pp. 1383–1396, 2016.

[140] X. Wang, L. Harnefors, and F. Blaabjerg, "Unified Impedance Model of Grid-Connected Voltage-Source Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 2, pp. 1775–1787, 2018.

[141] Z. Drmac, S. Gugercin, and C. Beattie, "Quadrature-Based Vector Fitting: Implications For H2 System Approximation," 2014.

[142] L. O. Chua, *Linear and nonlinear circuits*, 1st ed. McGraw-Hill College, 1987.

[143] B. D. Bonatto and H. W. Dommel, "Negative Impedances as Power System and Control Elements in EMTP-Type Programs," *Power*, vol. 2, no. 1, pp. 1–6, 2003.

[144] A. Medina *et al.*, "Harmonic analysis in frequency and time domain," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 28, no. 3, pp. 1813–1821, 2013.

[145] Z. Liu, J. Rong, G. Zhao, and Y. Luo, "Harmonic Assessment for Wind Parks Based on Sensitivity Analysis," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 8, no. 4, pp. 1373–1382, 2017.

[146] M. M. Silva, M. Losada, E. Nohme, and S. R. Silva, "Programas computacionais para estudos de harmônicos em sistemas elétricos," in *Anais do IV Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*, 2012, pp. 1–6.

[147] Z. H. Z. Huang, Y. C. Y. Cui, and W. X. W. Xu, "Application of Modal Sensitivity for Power System Harmonic Resonance Analysis," *IEEE Trans. power Syst.*, vol. 22, no. 1, pp. 222–231, 2007.

[148] C. Amornvipas and L. Hofmann, "Resonance analyses in transmission systems: Experience in Germany," *IEEE PES Gen. Meet. PES 2010*, pp. 1–8, 2010.

[149] S. L. Varricchio and S. Gomes, "Electrical network dynamic models with application to modal analysis of harmonics," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 154, pp. 433–443, 2018.

[150] W. Xu, Z. Huang, Y. Cui, and H. Wang, "Harmonic resonance mode analysis," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 20, no. 2 I, pp. 1182–1190, 2005.

[151] C. Yang, K. Liu, and D. Wang, “Harmonic Resonance Circuit’s Modeling and Simulation,” in *2009 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, 2009, pp. 1–5.

[152] F. O. Kalunta, F. N. Okafor, and O. U. Omeje, “Power System Series Resonance Studies by Modified Admittance Scan,” pp. 124–129, 2015.

[153] K. Rauma, “Electrical Resonances and Harmonics in a Wind Power Plant,” Aalto University, 2012.

[154] A. H. E.-A. Glenn W. Stagg, *Computer Methods in Power System Analysis*. McGraw-Hill, 1979.

[155] “IEC 61000-3-6: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-6: Limits - Assessment of emission limits for the connection of distorting installations to MV, HV and EHV power systems,” 2008.

[156] K. Van Reusel, “Summation Rule for Wind Turbines ’ Harmonics Challenged by Measurements,” no. 1, pp. 741–745, 2016.

[157] H. Emanuel, M. Schellschmidt, S. Wachtel, and S. Adloff, “Power quality measurements of wind energy converters with full-scale converter according to IEC 61400-21,” in *2009 10th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, 2009, pp. 1–7.

[158] A. Emadi, N. Abdolhosein, and S. Bekiarov, *Uninterruptible Power Supplies and Active Filters*, Vol 1. Boca Raton: CRC Press, 2005.

[159] H. S. Patel, “Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter: Part I-Harmonic elimination,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 1A-9, no. 3, pp. 310–317, 1973.

[160] H. Patel and R. Hoft, “Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part II - Voltage Control Techniques,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-10, no. 5, pp. 666–673, 1974.

[161] T. M. Parreiras, “Retificador Trifásico de Fator de Potência Verdadeiramente Unitário sem a Utilização de Filtros Senoidais,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2015.

[162] J. Sun, S. Beineke, and H. Grotstollen, “Optimal PWM based on real-time solution of harmonic elimination equations,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 4, pp. 612–621, 1996.

[163] A. A. Luiz., “Tensões e correntes senoidais em conversores para média tensão industrial.,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2007.

[164] X. F. X. Fu, X. W. X. Wu, B. Z. B. Zhao, and P. D. P. Dai, “Digital implement of selective harmonic elimination based on digital signal processor,” in *2009 Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics & Electronics (PrimeAsia)*, 2009, pp. 141–144.

[165] ANEEL, “ANEXO IX – Leilão de Fontes Alternativas,” 2015. [Online]. Available: http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/editais_geracao/documentos/ANEXO 9 - Requisitos técnicos mínimos para conexão de centrais eólicas.pdf. [Accessed: 30-Sep-2016].

[166] D. A. Rendusara, A. Von Jouanne, and P. N. Enjeti, “Design considerations for 12-pulse diode

rectifier systems operating under voltage unbalance and pre-existing voltage distortion with some corrective measures," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 6, pp. 1293–1303, 1996.

[167] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, "Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 584–592, Mar. 2007.

[168] S. B. Dewan and G. R. Slemon, "Analysis of a PWM ac to dc Voltage Source Converter Under the Predicted Current Control with a Fixed Switching Frequency," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 4. pp. 756–764, 1991.

[169] F. Iov, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, B. Andresen, J. Birk, and J. Miranda, "Grid code compliance of grid-side converter in wind turbine systems," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, 2006.

[170] R. D. Lorenz, T. A. Lipo, and D. W. Novotny, "Motion control with induction motors," *Proc. IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1215–1240, 1994.

[171] J. Sun and I. Grotstollen, "Pulsewidth modulation based on real-time solution of algebraic\nharmonic elimination equations," *Proc. IECON'94 - 20th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron.*, vol. 1, 1994.

[172] S. Mode, "A Simple On-line SHE PWM With Extension to Six Step Mode in Two-Level Inverters," in *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, 2005, pp. 1419–1424.

[173] A. Rafique, A. Rehman, and R. Ahmed, "Design and implementation of a 2-level sinusoidal PWM generator with modulation based harmonic elimination," *IEEE INMIC 2008 12th IEEE Int. Multitopic Conf. - Conf. Proc.*, pp. 537–541, 2008.

[174] Z. Feng, Z. Guangzhen, W. Xuhui, and Z. Li, "A Novel Implementation of Harmonic Elimination Pulse Width Modulation Technique," vol. 3, pp. 2–6, 2014.

[175] S. A. Azmi, M. F. N. Tajuddin, S. R. A. Rahim, M. F. Mohammed, and Z. M. Isa, "Improved implementation of selective harmonic elimination with adjustment 0f3rd harmonic for inverters," in *IET Conference Publications*, 2016, vol. 2016, no. CP688.

[176] P. N. Enjeti, P. D. Ziogas, and J. F. Lindsay, "Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics: A Critical Evaluation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, no. 2, pp. 302–316, 1990.

[177] A. M. Trzynadlowski, "An overview of modern PWM techniques for three-phase, voltage-controlled, voltage-source inverters," pp. 25–39, 2002.

[178] P. Adhikari and M. Okaro, "Five-level five-phase PWM signal generation using FPGA," *NAPS 2011 - 43rd North Am. Power Symp.*, pp. 1–5, 2011.

[179] Semikron, "2-pack-integrated intelligent Power System - SKiiP 2403 GB172-4DW V3." Semikron, pp. 1–7, 2014.

[180] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, and T. Reimann, *Application Manual Power*

Semiconductors, 2nd ed. Semirkon International GmbH, 2015.

[181] T. Committee and I. P. E. Society, “An American National Standard IEEE Recommended Practice for Establishing Transformer Capability When Supplying Nonsinusoidal Load Currents,” *ANSI/IEEE Std C57.110-1986*, no. December, p. 0_1, 1988.

[182] S. Tao and X. Xiao, “Comparing transformer derating computed using the harmonic loss factor FHL and K-factor BT - 3rd International Conference on Deregulation and Restructuring and Power Technologies, DRPT 2008, April 6, 2008 - April 9, 2008,” no. April, pp. 1631–1634, 2008.

[183] R. Erickson and W., *Fundamentals of Power Electronics*, Second. Springer, 2001.

[184] Typhoon HIL, “Typhoon HIL 600 brochure.” [Online]. Available: https://www.typhoon-hil.com/doc/brochures/Typhoon_HIL600_Brochure_downloadable.pdf. [Accessed: 01-May-2019].

[185] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and A. Dell’Aquila, “A stable three-phase LCL-filter based active rectifier without damping,” in *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.*, 2003, vol. 3, pp. 1552–1557.

[186] C. E. ALMEIDA and B. de J. Cardoso Filho, “Discrete-Time Current Control an d its Effects on Damping of LCL Filters in PWM Rectifiers,” in *Anais do XVIII Congresso Brasileiro de Automática, 2010*, 2010.

[187] Semikron, “Folha de dados do Semistack SKS 46F B6U+B6CI+E1CIF 17 V6.” Semikron, p. 3, 2005.

ANEXOS

Protótipo em escala reduzida

Um protótipo em escala reduzida foi construído para realização de testes em laboratório e comprovação experimental da operação e desempenho de um conversor TUPF. Sua construção e comissionamento têm o intuito de avaliar considerações de projeto, tais como o valor necessário das indutâncias série, bem com avaliar o efeito de não-idealidades difíceis de modelar em ambiente de simulação, além de permitir o desenvolvimento e a depuração do algoritmo de controle. As principais características do protótipo estão listadas na Tabela 30.

O protótipo é baseado em dois inversores trifásicos Semikron de 220V/40A, compostos por uma ponte de IGBTS, ponte retificadora não controlada e braço *chopper* de frenagem (Figura 107). A estrutura compacta denominada *Semistack* inclui os capacitores do barramento contínuo, circuito de pré-carga, gate-drivers, sensores de corrente, dissipador de calor e refrigeração forçada a ar. A condição de funcionamento normal destes inversores consiste na alimentação do barramento contínuo por meio das pontes de diodos, sem controle da tensão c.c. No entanto os terminais do barramento são disponíveis externamente e um esquema de ligação elétrico foi concebido de forma a permitir a conexão destes barramentos a fontes externas, e os barramentos dos *Semistacks* podem ser conectados em série ou paralelo, de acordo com a necessidade.

Tabela 30. Dados do protótipo em escala reduzida do conversor TUPF.

Característica	Valor
Potência nominal	30 kVA
Tensão do primário	440V
Tensão dos secundários	220V
Corrente nominal de saída	40 A
Indutância série	1,5 mH
Tensão do barramento contínuo	311 V
Capacitância do barramento contínuo	4,5 mF

Um diagrama elétrico do protótipo foi desenvolvido em conjunto com a equipe do laboratório Tesla Engenharia de Potência da UFMG que permita a operação do conversor TUPF nestas duas configurações, utilizando ou não as pontes retificadoras não-controladas, e permitindo o fluxo de potência bidirecional. Também foi elaborado um diagrama mecânico para ser utilizado como guia para a disposição interna dos componentes em painel elétrico (Figura 108). O protótipo foi montado por uma empresa da região metropolitana de Belo Horizonte.

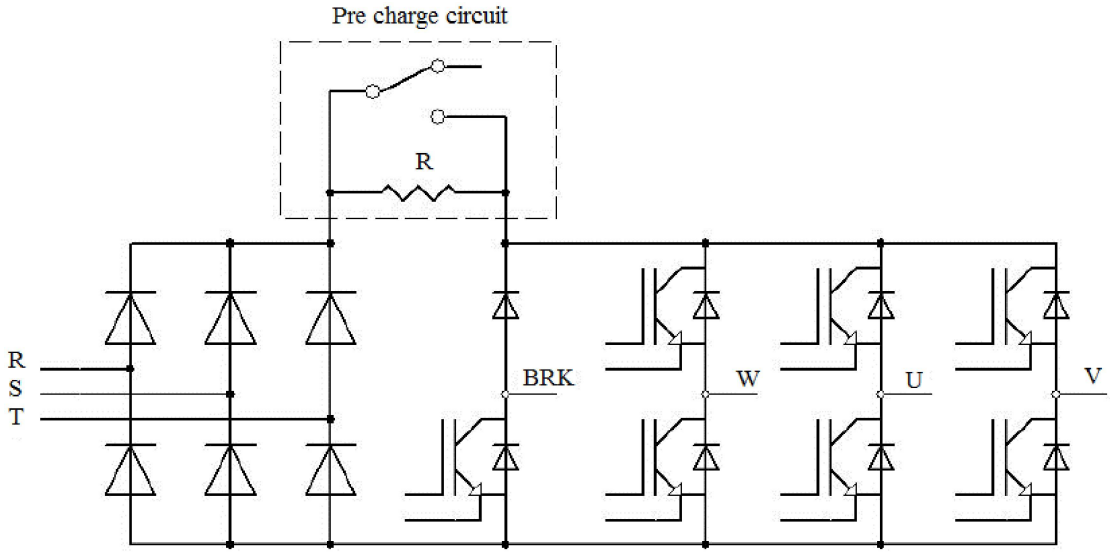


Figura 107. Diagrama esquemático simplificado da estrutura dos inversores Semikron [187]**.**

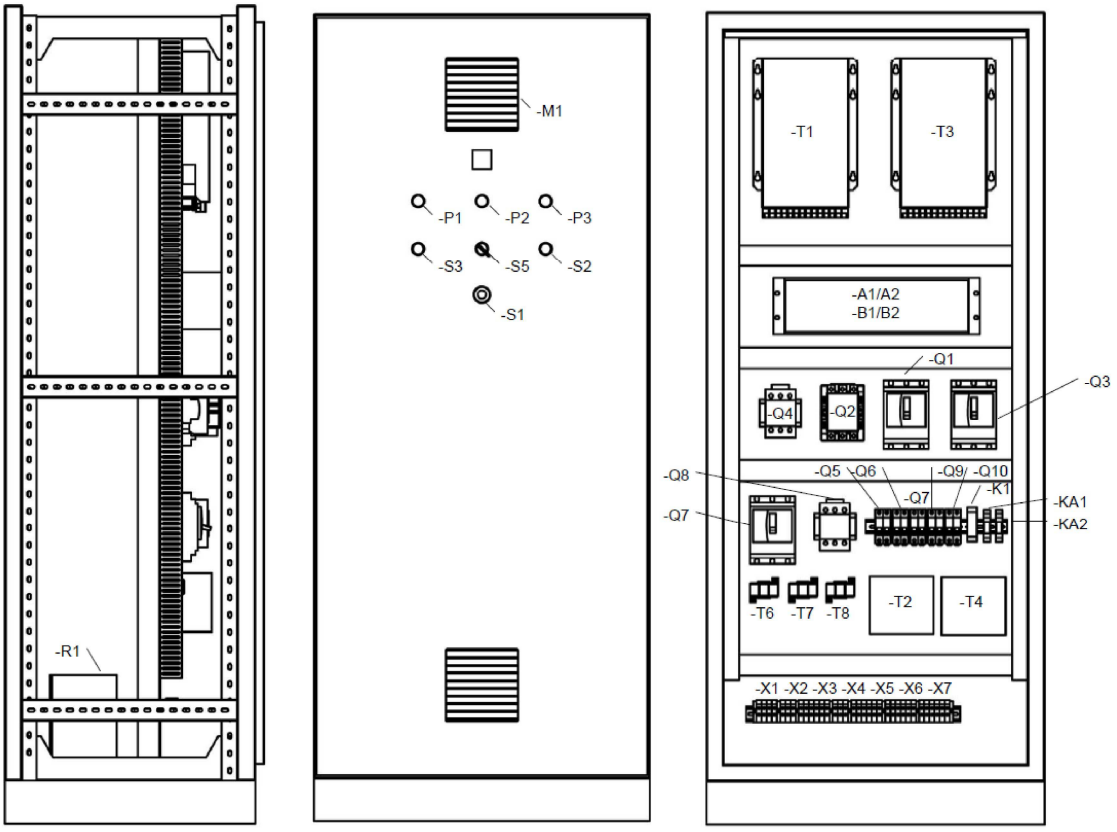


Figura 108. Diagrama mecânico para montagem dos componentes do protótipo em painel.

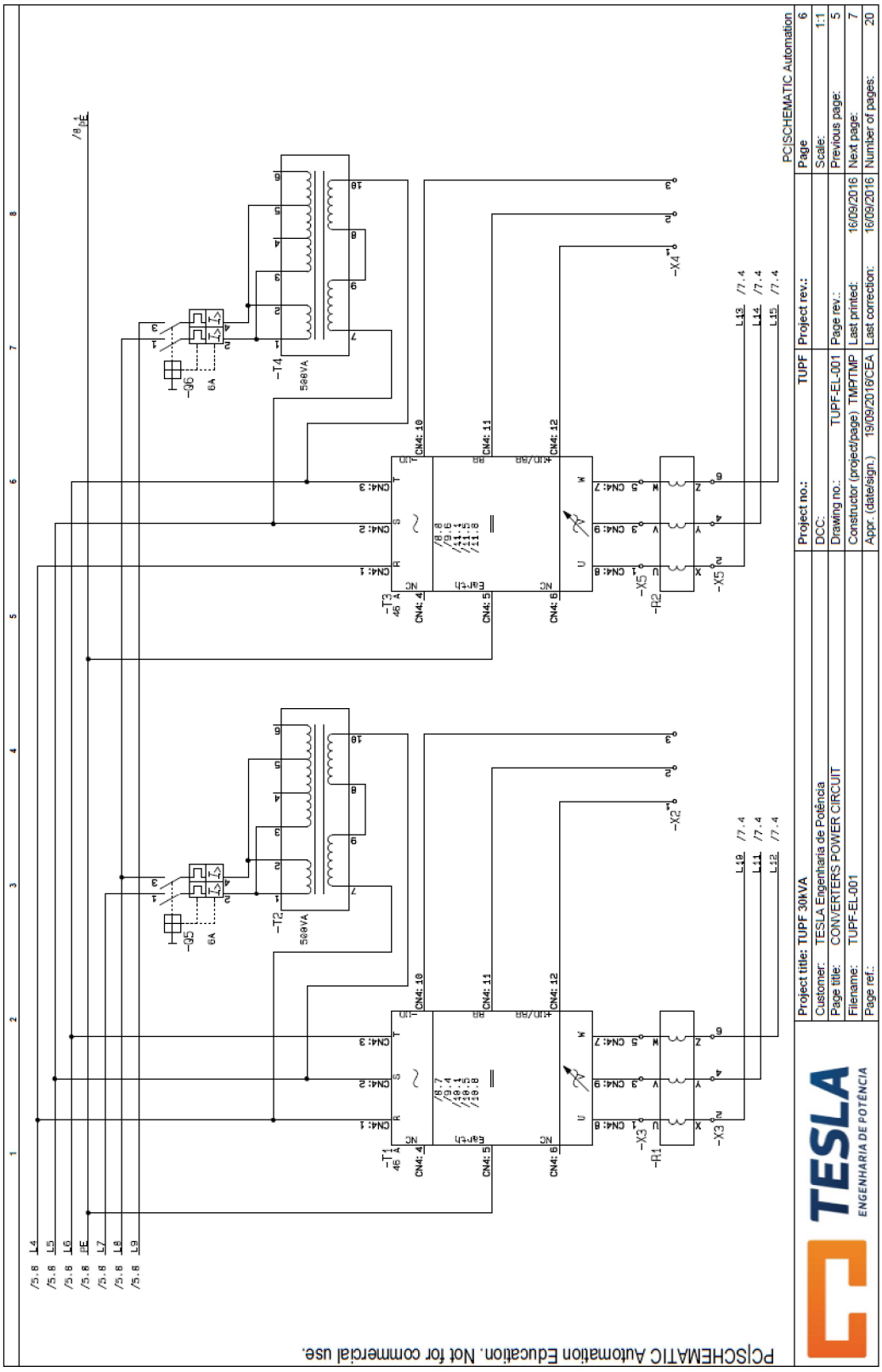


Figura 109. Excerto do diagrama elétrico do protótipo do conversor TUPF: conversores Semikron, indutores e transformadores de pré-carga.

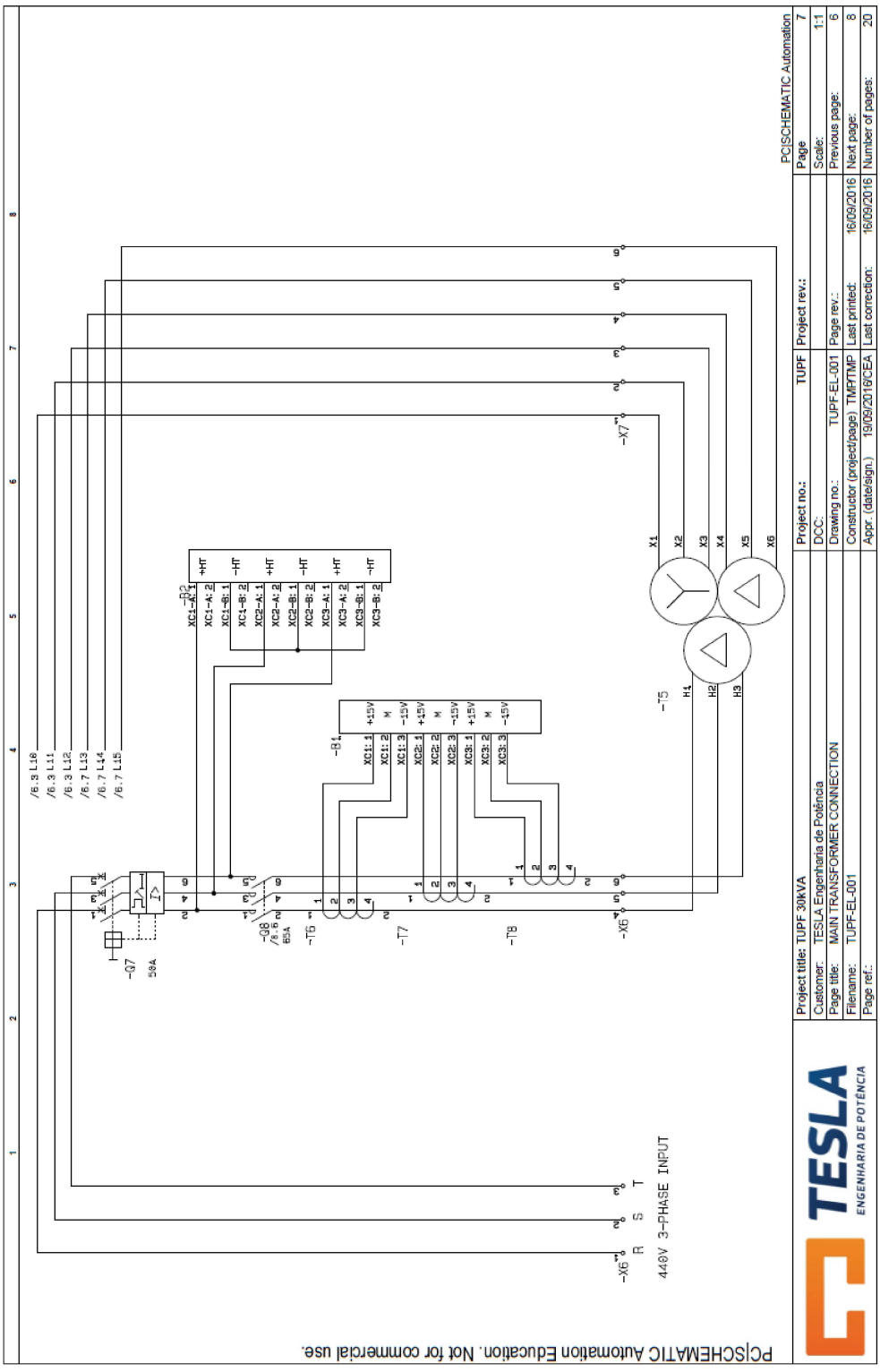


Figura 110. Excerto do diagrama elétrico do protótipo do conversor TUPF: transformador de três enrolamentos, medições de tensão e medições de corrente.

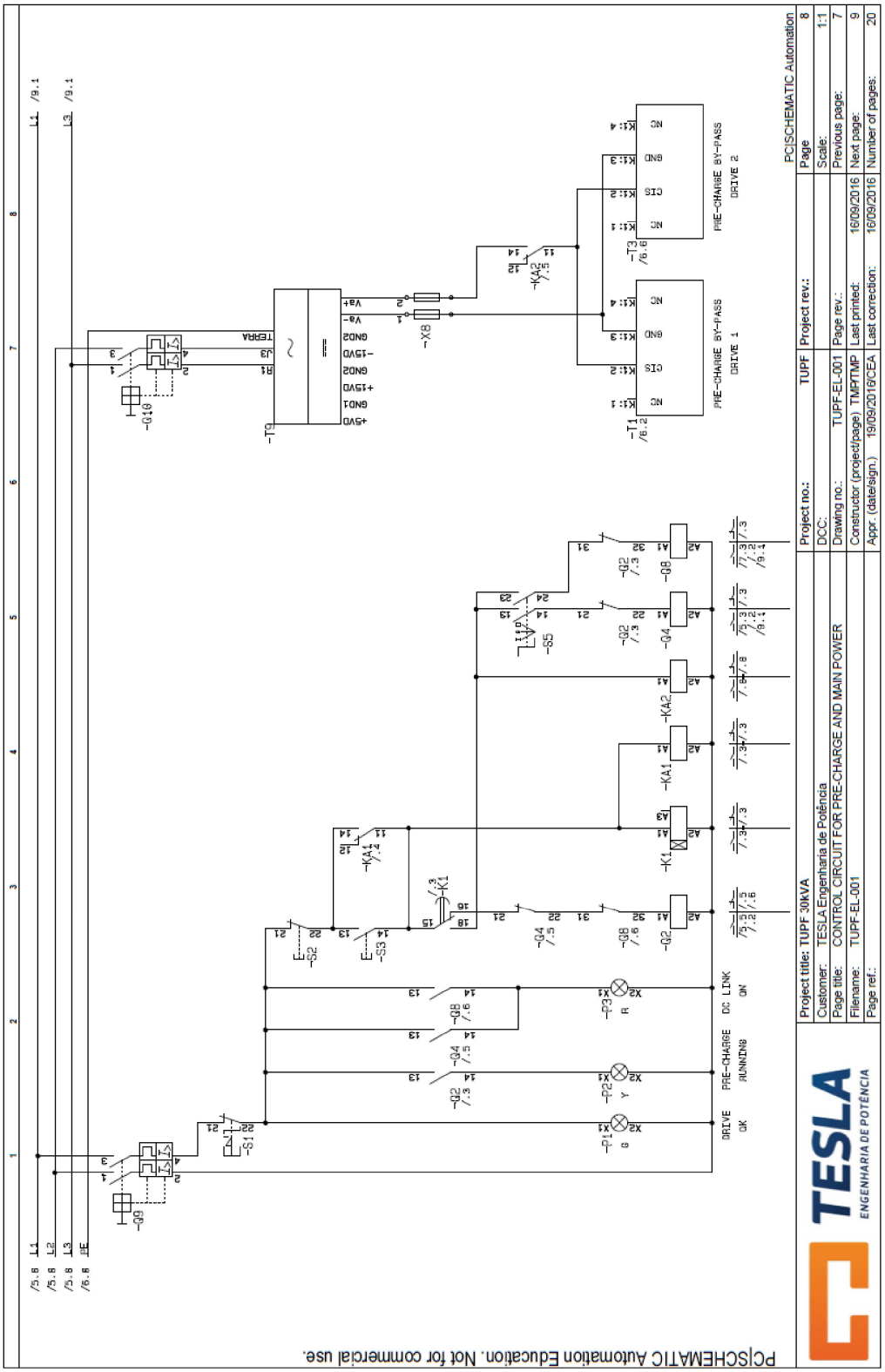


Figura 111. Excerto do diagrama elétrico do protótipo do conversor TUPF: circuito de comando.

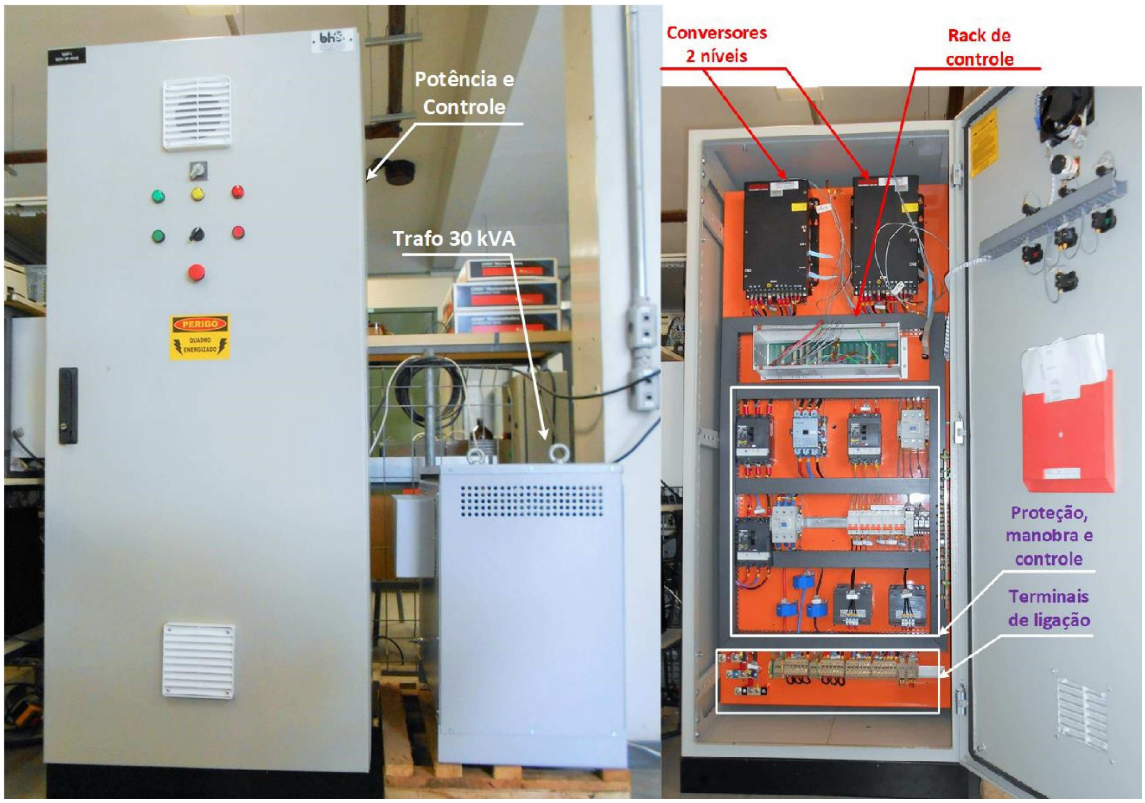


Figura 112. Fotografia do protótipo de 30 kVA do conversor TUPF.

As figuras 109, 110 e 111 apresentam detalhes do projeto elétrico do painel e a Figura 112 mostra o protótipo montado. Foram incluídos transformadores monofásicos (-T2 e -T4) que permitem a pré-carga dos barramentos de forma independente do circuito dos *Semistacks* (-T1 e –T3).

O transformador foi ensaiado e os parâmetros de seu circuito equivalente por fase (Figura 113) foram obtidos. Estes estão listados na Tabela 31.

Tabela 31. Parâmetros do transformador do protótipo.

Característica	**Valor**
Resistência de magnetização	1667 Ω
Indutância de magnetização	1,986 H
Resistência do primário 440 V(referida ao primário)	0,193 Ω
Indutância do primário 440 V(referida ao primário)	169 µH
Resistência do secundário Δ 220 V(referida ao primário)	0,273 Ω
Indutância do secundário Δ 220 V(referida ao primário)	433 µH
Resistência do secundário Y 220 V(referida ao primário)	0,251 Ω
Indutância do secundário Y 220 V(referida ao primário)	1,175 mH

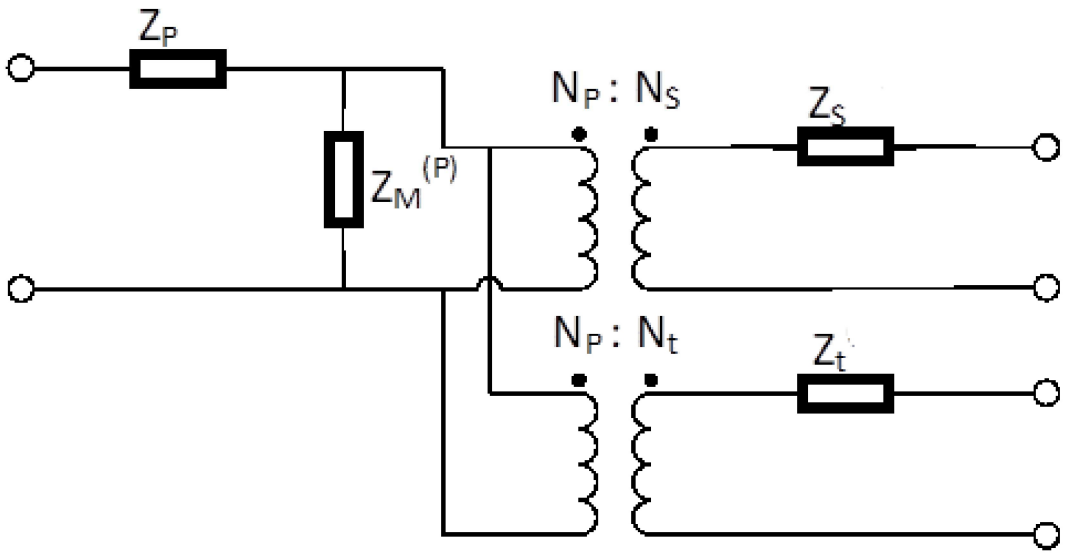
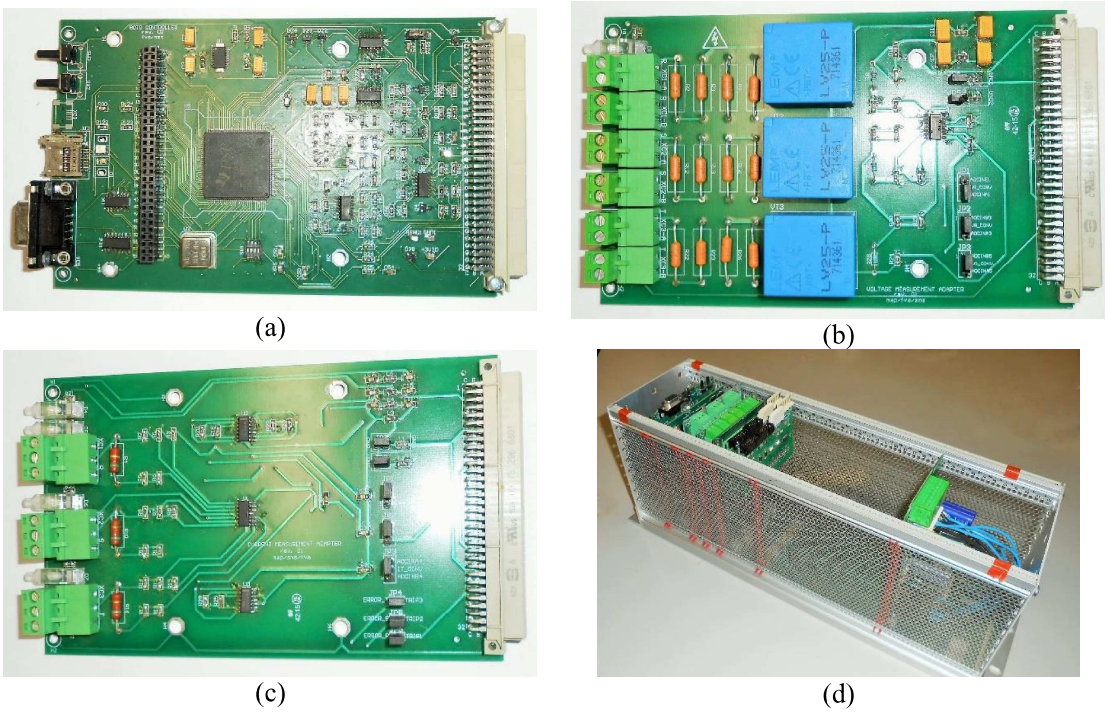


Figura 113. Circuito equivalente por fase do transformador de 3 enrolamentos.

Como as medições de corrente internas aos inversores Semikron correspondem às correntes dos secundários, sensores de efeito Hall foram utilizados para aquisição dos sinais do lado primário. Medições de tensão em 440V também foram incluídas. Estas placas são mostradas na Figura 114.



(a) (b)

(c) (d)

Figura 114. Controlador digital do protótipo: (a) processador digital de sinais (b) medições de tensão (c) medições de corrente (d) Rack.

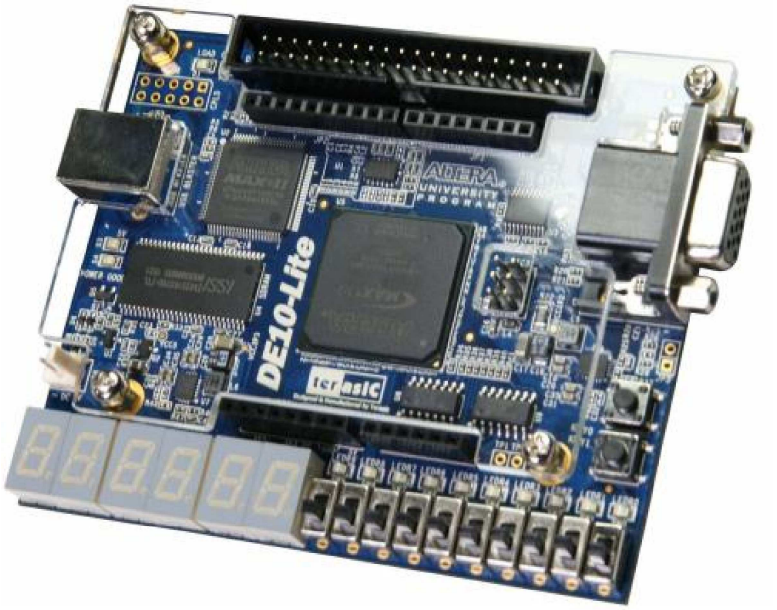


Figura 115. Placa de desenvolvimento DE10-Lite (terASIC/Altera).

A figura também mostra a estrutura para seu acondicionamento e conexão (Figura 114 (d)) e a placa do processador, o DSP de 32 bits da Texas Instruments TMS320F28335. Ele opera com frequência de até 150 MHZ, até 18 canais PWM e 16 canais ADC de 12 bits. Com isso é possível comandar as duas pontes de IGBTS e medir as tensões e correntes da rede, as tensões de ambos os barramentos contínuos e outros sinais de interesse, como as correntes individuais dos inversores e sinais de erro e temperatura provenientes dos *gate-drivers* dos módulos de potência, por exemplo.

Para implementação do modulador SHE-PWM foi utilizada uma placa de desenvolvimento da Altera baseada na FPGA MAX 10 de fabricação da Intel (Figura 115). Este dispositivo possui 50.000 elementos lógicos e conversor analógico-digital (ADC), necessário para a medição das tensões da rede e o cálculo do PLL em alta frequência de amostragem. O código fonte foi desenvolvido no MATLAB/ Simulink, para conversão de ponto fixo para ponto flutuante e para a geração do código Verilog.

Testes em malha aberta com carga resistiva

As placas de medição de tensão e corrente foram testadas individualmente aplicando-se valores nominais de tensão e corrente aos sensores do painel. Observando-se as amplitudes por meio de conversores digitais-analógicos da placa de DSP foi possível ajustar as amplitudes e offsets dos sinais medidos pelo processador e verificar que os sinais processados estão em fase com os sinais medidos, como mostra a Figura 116.

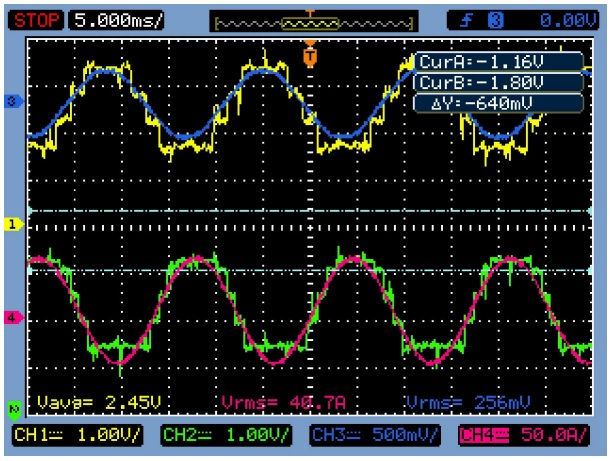


Figura 116. Medições de tensão (CH3) e corrente (CH4) nominais e sinais correspondentes obtidos via conversão DAC (CH1: tensão, CH2: corrente).

O protótipo foi testado em malha aberta utilizando-se um circuito cujo diagrama está mostrado na Figura 117. O objetivo é comandar as pontes de IGBT com padrão de pulsos SHE-PWM de 9 ângulos com circulação de corrente, sendo o fluxo de potência do barramento CC para uma carga resistiva instalada no enrolamento de 440V do transformador, de forma a se comprovar a característica de eliminação de harmônicas da topologia. O modulador foi implementado em DSP, pois a placa de FPGA ainda não estava disponível. Isto limitou seu funcionamento a uma frequência de atualização de 24 kHz. Para tanto foi necessário suprimir o controlador do programador, sendo este o motivo do teste em malha aberta.

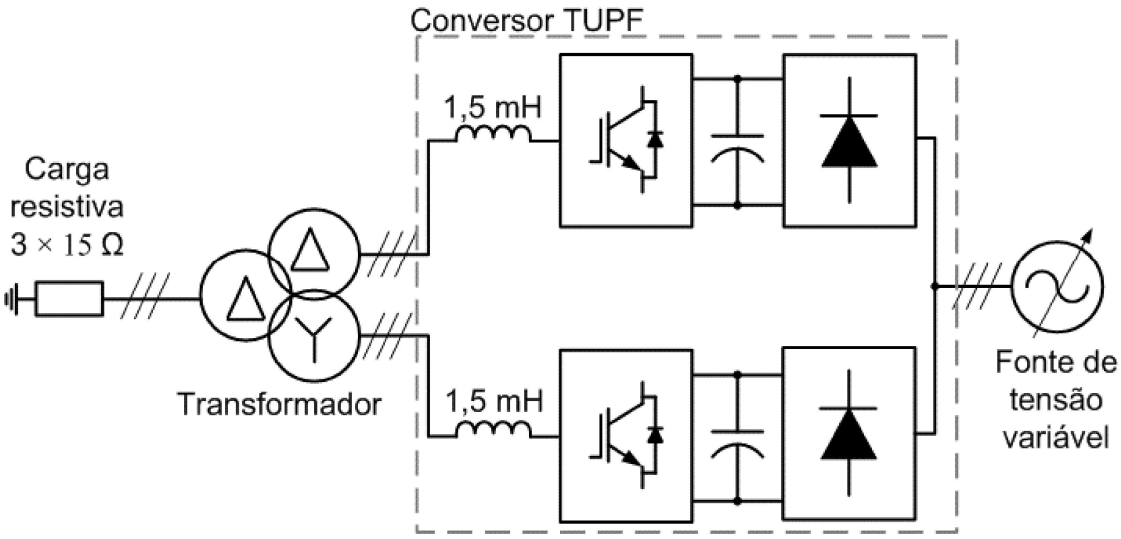


Figura 117. Diagrama esquemático da montagem para testes em malha aberta com o painel.

As pontes Semikron são alimentadas via suas pontes retificadoras a partir de uma fonte de tensão variável. Os barramentos permanecem independentes, com sua tensão não regulada mantida em torno de 311V.

Com os secundários do transformador conectados às respectivas pontes no painel, ao seu enrolamento de 440V é conectada uma carga resistiva de 5,4 kW conectada em estrela. Ao se acionarem os moduladores, uma corrente de cerca de 11 Arms (27,5% do valor nominal do protótipo) circula do conversor TUPF para a carga. A limitação no valor das correntes foi imposta pelas cargas disponíveis no laboratório, mas é suficiente para demonstrar a funcionalidade do painel. A Figura 118 mostra uma foto da montagem utilizada nos testes, destacando os equipamentos utilizados.

Com o transformador inicialmente desconectado e as pontes operando em vazio, a tensão CC foi mantida a 311V e o padrão de modulação calculado para um índice de modulação fixo, que permitiu aplicar a maior potência possível à carga, foi comandado. A Figura 119 mostra os resultados. As tensões da fase A para o negativo do barramento reproduzem os comandos do modulador e permitem observar o padrão de chaveamento de 9 ângulos sendo reproduzido corretamente, com o correto defasamento de 30° entre as pontes. As tensões de linha apresentam o mesmo defasamento e padrão de comutação esperado. Após esta validação do modulador implementado, foi realizado o teste com carga.

Figura 118. Fotografia da montagem empregada nos testes do protótipo em malha aberta.

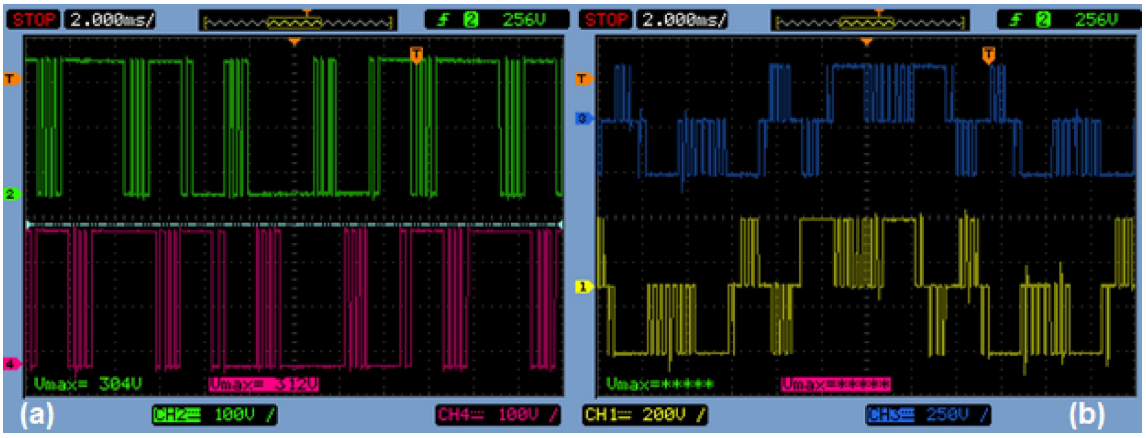


Figura 119. (a) Tensões da fase A para o negativo do barramento (b) tensões de linha.

O mesmo procedimento descrito anteriormente foi realizado com o transformador conectado aos inversores, tendo uma carga de 5,4 kW conectada a seu enrolamento de 440V. A corrente nos resistores é de 11 A rms, aproximadamente (Figura 120 (a)). As correntes estão equilibradas, como esperado, e é possível observar o ripple de alta frequência, o que está de acordo com a operação do conversor com modulador SHE-PWM, para o qual as indutâncias foram projetadas. A Figura 120(b) mostra uma tensão de linha e a corrente em uma fase na carga, assim como as correntes correspondentes nos enrolamentos secundários. Nestas observa-se o elevado conteúdo harmônico nas correntes dos secundários, preponderantemente de 5ª e 7ª ordens. Na corrente de carga comprova-se o efeito de cancelamento de harmônicos por parte do transformador, com a forma de onda aproximadamente senoidal. A Figura 121(a) mostra o espectro harmônico da corrente no secundário Δ e a Figura 121(b) na carga.

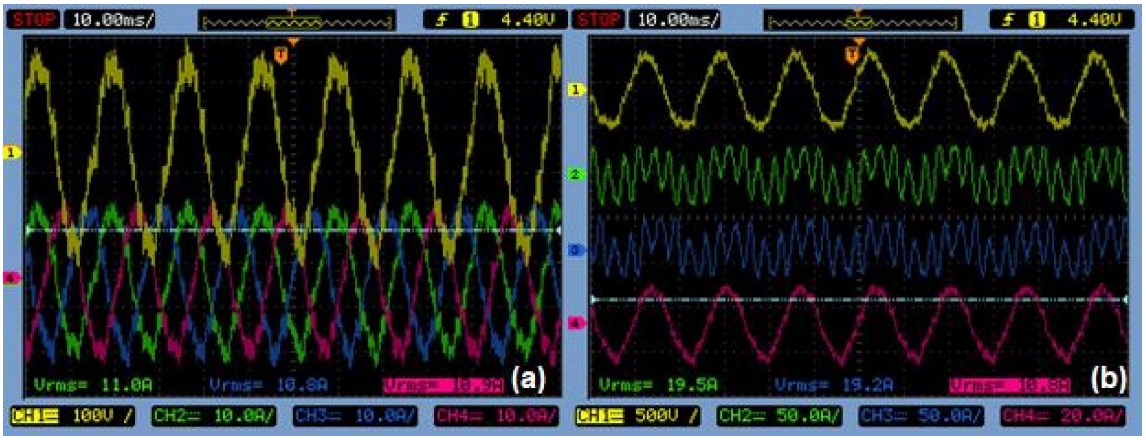


Figura 120. (a) Correntes na carga e tensão em uma das fases (CH1). (b) Corrente e tensão na carga (CH4 e CH1, respectivamente) e correntes nos secundários (CH2 e CH3).

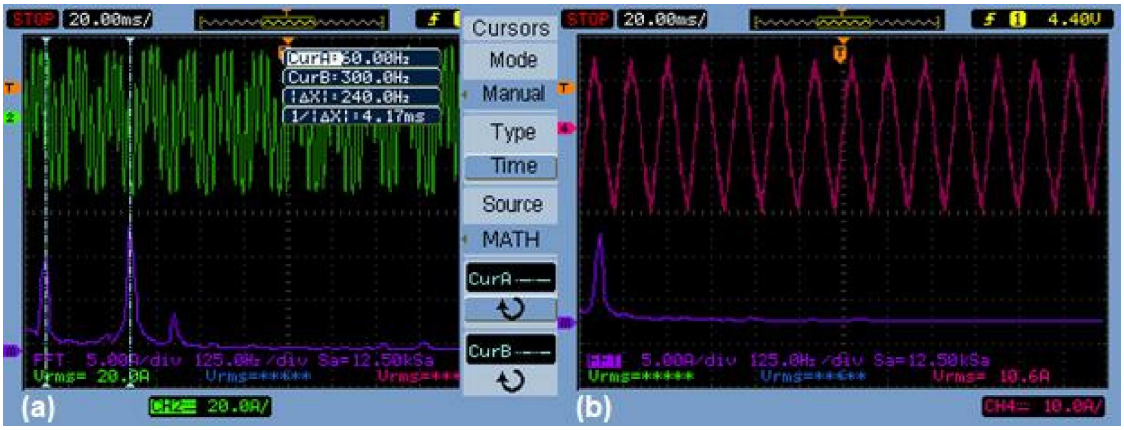


Figura 121. (a) Corrente no secundário Δ e sua FFT (b) Corrente na carga e sua FFT.

Nas correntes do secundário verifica-se que o harmônico de maior amplitude é o de 5ª ordem, seguido pelo de 7ª, sendo a amplitude do primeiro superior à da corrente fundamental. Na FFT da corrente da carga, observa-se apenas a componente de 60 Hz. Os dados foram exportados para o MATLAB para que os espectros harmônicos das correntes fossem calculados. A Tabela 32 lista os valores percentuais das componentes harmônicas ímpares e não triplas para as três correntes.

Devido a desequilíbrios na carga há presença de harmônicos que deveriam ser cancelados pelo transformador. Nas componentes eliminadas pela modulação verifica-se amplitudes consideráveis nas componentes de ordem 11, 13, 23 e 25. Isto se deve, em partes, erros impostos ao modulador pela limitação da frequêcia de pocessamento do DSP em 24 kHZ. Na corrente da carga as componentes de 5ª e 7ª ordens ficam reduzidas a aproximadamente 1% e as de 11ª e 13ª ordens, a menos de 3%. A THD da corrente de saída do conversor, para um índice de modulação consideravelmente baixo (M = 0,63) é de 7,64%. Este valor relativamente elevado é devido principalmente à operação abaixo da capacidade nominal de corrente do conversor.

Tabela 32. Componentes harmônicas de corrente em porcentagem da fundamental na carga.

Ordem Harmônica	Corrente na carga	Corrente no secundário Δ	Corrente no secundário Y
1	100,00%	104,80%	88,11%
5	**1,12%**	**132,39%**	**136,62%**
7	**1,30%**	**35,99%**	**37,29%**
11	2,20%	0,62%	0,98%
13	2,83%	2,54%	2,19%
17	0,45%	3,68%	3,51%

19	0,27%	4,50%	5,15%
23	0,55%	0,63%	1,06%
25	0,21%	0,39%	0,39%

Estimação da função de transferência a partir da resposta em frequência

A estimação da função de transferência que representa a admitância de malha fechada Y_{cl} foi obtida por meio da função *tfest* (transfer function estimation) do MATLAB. De acordo com a documentação do *software*[1], o algoritmo executa os seguintes passos para estimar uma função de transferência de tempo contínuo a partir de dados de frequência também contínuos:

1. Mapeamento bilinear para transformação de domínio.
2. Realização de iterações S-K para resolver um problema de mínimos quadrados não linear (equação (5) do capítulo 3).
3. Realiza refinamentos lineares para localizar uma solução ótima através de sucessivas aproximações lineares
4. Retorna os parâmetros da função de transferência e inverte o mapeamento bilinear
5. Realiza um refinamento iterativo dos parâmetros usando outro método de busca de mínimos quadrados, caso algumas opções do algoritmo estejam selecionadas.

A função permite escolher o número de polos e zeros da função a ser estimada, incluir ou não atrasos na mesma, modificar o objetivo de estimação e o manejo das condições iniciais e também definir o método numérico a ser empregado nas iterações.

Script para cálculo da admitância de malha fechada (Y_{cl})

Abaixo está listado o script empregado no cálculo de Y_{cl}, tanto para o conversor 2-níveis quanto para o conversor TUPF.

```
% Script para cálculo da admitância equivalente de malha fechada (Ycl)
% Autora: Camila Elias Almeida

clc
clear all
close all

% Parâmetros dos conversores
```

[1] Disponível em https://www.mathworks.com/help/ident/ref/tfest.html. Acessado em 24/07/2019.

```
R = 1e-3;                          % Resistência dos indutores (ohm)
Lc = 80e-6;                        % Indutância do conversor 2L-VSC (H)
Lt = 110e-6 + 0.5*29e-6;           % Indutância equivalente do conversor TUPF (indutor
mais trafo) (H)
Vrms = 690;                        % Tensão rms de linha nominal do lado de baixa (V)
V1 = Vrms*sqrt(2/3);               % Valor de pico da tensão fundamental de fase do
lado de baixa (V)
V1qc = 120;                        % Tensão de eixo q - Conversor 2L-VSC (V)
V1qt = 56;                         % Tensão de eixo q - Conversor TUPF (V)
f1 = 60;                           % Frequência fundamental (Hz)
w1 = 2*pi*f1;                      % Frequência fundamental (rad/s)
P = 2e6;                           % Potência nominal dos conversores (W)
I1 = sqrt(2)*P/(sqrt(3)*Vrms);     % Valor de pico da corrente fundamental nominal (A)
Vdc = 1150;                        % Valor nominal da tensão do barramento c.c. (V)


% Parâmetros da malha de sincronismo (PLL)

wc = 2*pi*25;                      % Faixa de passagem (rad/s)
KIpll = (wc^2)/V1;                 % Ganho integral
KPpll =  sqrt(2*KIpll/V1);         % Ganho proporcional

% Parâmetros de controle

Kdc = w1*Lc;                       % Ganho de desacoplamento cruzado das malhas dq -
Conversor 2L-VSC
Kdt = w1*Lt;                       % Ganho de desacoplamento cruzado das malhas dq -
Conversor TUPF
Tdc = 1/6840;                      % Período de amostragem - Conversor 2L-VSC
Tdt = 1/6000;                      % Período de amostragem - Conversor TUPF
w2t = 2*pi*72;                     % Frequência do 2° pólo - Conversor TUPF
w1t = w2t/10;                      % Frequência do 1° pólo - Conversor TUPF
KPt = Lt*w2t;                      % Ganho proporcional de corrente - Conversor TUPF
KIt = KPt*w1t;                     % Ganho integral de corrente - Conversor TUPF

w2c = 2*pi*171;                    % Frequência do 2° pólo - Conversor 2L-VSC
w1c = w2c/10;                      % Frequência do 1° pólo - Conversor 2L-VSC
KPc = Lc*w2c;                      % Ganho proporcional de corrente - Conversor 2L-VSC
KIc = KPc*w1c;                     % Ganho integral de corrente - Conversor 2L-VSC

% Vetor de frequências
w = 2*pi*(60:6:6000);              % (rad/s)
s = j*w-w1;                        % (rad/s)

% Matrizes

Hpll = (KPpll+KIpll./(s))./s;
Tpll = V1*Hpll./(1+V1*Hpll);
Gct = KPt + KIt./s;
Gdt = exp(-1.5*Tdt*s);
Gdc = exp(-1.5*Tdc*s);
Gcc = KPc + KIc./s;
```

```
GwlC = [0 -Kdc;Kdc 0];
GwlT = [0 -Kdt;Kdt 0];
I = eye(2);

for i = 1:length(w)

    % Controlador
    GCC = [Gcc(i) 0;0 Gcc(i)];
    % Atrasos
    GdelC = [Gdc(i) 0;0 Gdc(i)];
    % Malha aberta, domínio dq - Conversor 2L-VSC
    YdqC = [R+Lc*s(i) w1*Lc;-w1*Lc
R+Lc*s(i)]/(Lc*Lc*(s(i)*s(i)+2*Lc*R*s(i)+R*R+Lc*Lc*w1*w1)); %[s(i) w1;-w1
s(i)]/(Lc*(s(i)*s(i)+w1*w1));
    Ypll = [0 0;0 Hpll(i)*I1];
    Gpll = [0 -Hpll(i)*0;0 Hpll(i)*V1];
    TdqC = YdqC*GdelC*GCC;
    YtoC = YdqC-GdelC*YdqC*Gpll;
    YOC(:,:,i) = YtoC;
    GclC = inv(I+TdqC).*TdqC;
    GCLC(:,:,i) = GclC;
    % Malha fechada - Conversor 2L-VSC
    YclC(:,:,i) = -GclC*Ypll+(YtoC)./(1+TdqC);

    % Controlador
    GCT = [Gct(i) 0;0 Gct(i)];
    % Atrasos
    GdelT = [Gdt(i) 0;0 Gdt(i)];
    % Malha aberta, domínio dq - Conversor TUPF
    YdqT = [R+Lt*s(i) w1*Lt;-w1*Lt
R+Lt*s(i)]/(Lt*Lt*(s(i)*s(i)+2*Lt*R*s(i)+R*R+Lt*Lt*w1*w1)); %[s(i) w1;-w1
s(i)]/(Lc*(s(i)*s(i)+w1*w1));
    TdqT = YdqT*GdelT*GCT;
    YtoT = YdqT-GdelT*YdqT*Gpll;
    GclT = inv(I+TdqT)*TdqT;
    GCLT(:,:,i) = GclT;
    % Malha fechada - Conversor TUPF
    YclT(:,:,i) = -GclT*Ypll+(YtoT)./(1+TdqT);

end

% Admitâncias no domínio de sequência - Conversor 2L-VSC
YppC(1,:) = YclC(1,1,:);         % Sequência positiva (S)
YpnC(1,:) = YclC(1,2,:);
YnpC(1,:) = YclC(2,1,:);
YnnC(1,:) = YclC(2,2,:);         % Sequência negativa (S)

% Admitâncias no domínio de sequência - Conversor TUPF
YppT(1,:) = YclT(1,1,:);         % Sequência positiva (S)
YpnT(1,:) = YclT(1,2,:);
YnpT(1,:) = YclT(2,1,:);
YnnT(1,:) = YclT(2,2,:);         % Sequência negativa (S)
```

Script para cálculo dos parâmetros do equivalente RLCr

Abaixo está listado o script empregado no cálculo dos parâmetros do modelo RLCr a partir da resposta em frequência de Y_{cl}.

```
% Script para cálculo dos parâmetros do circuito RLCr equivalente
% Autora: Camila Elias Almeida

clc
clear all
close all

% Dados da resposta em frequência de Ycl - Sequência positiva
load('YPP.mat');
Ni = 1;

% Conversão para modelos de resposta em frequência
dataC = frd(YppC(Ni:end),w(Ni:end));

% Número de pólos da função de transferência
NP = 4;

% Estimação da função de transferência
sysC = tfest(dataC,NP)%tfest(data,init_sys,opt)

% Decomposição em frações parciais
s = tf('s');
[numC,denC] = tfdata(sysC,'v');
[rC,pC,kC] = residue(numC,denC);

% Admitâncias do primeiro e segundo ramo
Y1C = rC(1)/(s-pC(1))+rC(2)/(s-pC(2));
Y2C = rC(3)/(s-pC(3))+rC(4)/(s-pC(4));

% Admitância e impedância totais
YeqC = Y1C + Y2C;
ZeqC = 1/YeqC;

% Obtenção dos coeficientes das admitâncias Y1 e Y2
[num1C,den1C] = tfdata(Y1C,'v');
[num2C,den2C] = tfdata(Y2C,'v');

% Cálculo dos parâmetros RLCr a partir dos coeficientes
% Primeiro ramo
L1Cp = 1/num1C(2);
R1Cp = (den1C(2)/num1C(3)-L1Cp)*num1C(3)*L1Cp;
r1Cp = den1C(3)/num1C(3)-R1Cp;
C1Cp = 1/(L1Cp*r1Cp*num1C(3));
% Segundo ramo
L2Cp = 1/num2C(2);
R2Cp = (den2C(2)/num2C(3)-L2Cp)*num2C(3)*L2Cp;
r2Cp = den2C(3)/num2C(3)-R2Cp;
```

```
C2Cp = 1/(L2Cp*r2Cp*num2C(3));

% Resposta em frequência de Yeq
[magC,phaseC] = bode(YeqC,w(Ni:end));
estC(1,:) = magC(1,1,:);
angC(1,:) = phaseC(1,1,:);

% Comparação da resposta em frequência original com a estimada via RLCr
figure()
semilogy(w(Ni:end)/(2*pi*60),abs(YppC(Ni:end)),w(Ni:end)/(2*pi*60),estC,'Lin-
eWidth',2)
xlabel('Ordem harmônica')
ylabel('Módulo da admitância equivalente |Y_e_q|')
legend('Resposta em frequência','RLCr')
grid
set(gca,'FontSize',12,'FontName','Arial')

figure()
plot(w(Ni:end)/(2*pi*60),angle(YppC(Ni:end))*180/pi,w(Ni:end)/(2*pi*60),angC,'Lin-
eWidth',2)
xlabel('Ordem harmônica')
ylabel('Ângulo da admitância equivalente \angleY_e_q')
legend('Resposta em frequência','RLCr')
grid
set(gca,'FontSize',12,'FontName','Arial')
```

```
sysC =

      1.314e04 s^3 + 3.161e08 s^2 + 3.109e12 s - 1.204e15

  ------------------------------------------------------------

  s^4 + 2.661e04 s^3 + 2.023e08 s^2 + 1.174e11 s - 4.256e13

 Continuous-time identified transfer function.

Parameterization:

   Number of poles: 4   Number of zeros: 3

   Number of free coefficients: 8

   Use "tfdata", "getpvec", "getcov" for parameters and their uncertainties.

Status:

Estimated using TFEST on frequency response data "dataC".

Fit to estimation data: 99.61%

FPE: 0.0001303, MSE: 0.0001282
```