



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DOUTORADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ERNANDE EUGENIO CAMPELO MORAIS

**CAPACIDADE DE AEROGERADORES BASEADOS EM DFIG DE PROPORCIONAR
SERVIÇOS ANCILARES USANDO CONVERSORES DE DOIS E TRÊS BRAÇOS**

FORTALEZA

2020

ERNANDE EUGENIO CAMPELO MORAIS

CAPACIDADE DE AEROGERADORES BASEADOS EM DFIG DE PROPORCIONAR
SERVIÇOS ANCILARES USANDO CONVERSORES DE DOIS E TRÊS BRAÇOS

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Energias Renováveis e Sistemas Elétricos.

Orientador: Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima.

FORTALEZA

2020

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

M825c Morais, Ernande Eugenio Campelo.

CAPACIDADE DE AEROGERADORES BASEADOS EM DFIG DE PROPORCIONAR SERVIÇOS
ANCILARES USANDO CONVERSORES DE DOIS E TRÊS BRAÇOS / Ernande Eugenio Campelo
Morais. – 2019.

180 f. : il. color.

Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2019.

Orientação: Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima.

1. Energia eólica. 2. DFIG. 3. Serviços ancilares. 4. Harmônicos. 5. Conversor de dois braços. I. Título.
CDD 621.3

ERNANDE EUGENIO CAMPELO MORAIS

CAPACIDADE DE AEROGERADORES BASEADOS EM DFIG DE PROPORCIONAR
SERVIÇOS ANCILARES USANDO CONVERSORES DE DOIS E TRÊS BRAÇOS

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Energias Renováveis e Sistemas Elétricos.

Aprovada em: 24 de julho de 2019.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo
Lima. (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Ing. Ivo Barbi
Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC)

Prof. Dr. Marcelo Cabral Cavalcanti
Universidade Federal de Pernambuco (UFPE)

Prof. Dr. Ing. Sérgio Daher
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes
Universidade Federal do Ceará (UFC)

*A Deus,
Aos meus pais, Ernande e Silvia,
A minha esposa, Adriana Negreiros,
A todos meus amigos e familiares,
pelo constante apoio, incentivo e admiração.*

AGRADECIMENTOS

A Universidade Federal do Ceará, particularmente ao Departamento de Engenharia Elétrica, pela a oportunidade que me concedeu de desenvolver este projeto e cursar o doutorado em Engenharia Elétrica.

Aos meus pais, Ernande Eugênio de Moraes Lima e Silvia Mary Chaves Campelo, pelo apoio constante durante a minha caminhada.

A minha esposa, Adriana Negreiros de Almeida Moraes, pela ajuda, compreensão e companheirismo durante todos esses anos.

Ao professor Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima, pela sua acolhida como orientador, incentivando e ajudando nas resoluções dos problemas e superação das dificuldades.

Ao amigo e professor Carlos Gustavo Castelo Branco, pelo apoio e incentivo constante durante a realização desse trabalho.

Aos professores, Ailson Pereira, Arthur Plínio, Cícero Marcos, Demercil de Souza, Fabrício Gonzalez, Fernando Luiz, Henrique Antunes, José Almeida, Laurinda Lúcia, Luiz Henrique, Paulo Praça, Raimundo Furtado, René Bascopé, Ricardo Thé, Ruth Pastôra, Sérgio Daher, Tobias Rafael, Tomaz Nunes e Alexandre Filgueiras, pelo ensinamento e ajuda repassados que, de forma valiosa, contribuíram no desenvolvimento deste trabalho, e pelos momentos de descontração e amizade.

Aos funcionários e amigos do Departamento de Engenharia Elétrica, Mário Sérgio, Geraldo Ferreira, Adely Ribeiro, Hannah Carvalho, Pedro Augusto, João Gleidson, Eduardo Moreira e Eliezer Brandão, por todo apoio e amizade durante essa jornada.

Aos amigos, que fizeram parte desta história, Dalton Honório, Francisco Júnior, Marcos Antônio, Hermínio, Janaína, Juliano Pacheco, Bruno, Antônio Barbosa, Wellington, Jean, Celso e Joacílio, pelo auxílio nos trabalhos e dificuldades e, principalmente, por estarem comigo nesta caminhada tornando-a mais e agradável.

A todos os que contribuíram direta ou indiretamente para a realização desse trabalho e que eu tenha, por algum motivo, esquecido de citar.

“Por vezes sentimos que aquilo que fazemos não é senão uma gota de água no mar. Mas o mar seria menor se lhe faltasse uma gota.”

(Madre Tereza de Calcutá)

RESUMO

Tendo em vista os desafios e soluções quanto às questões tecnológicas e políticas de gestão energética que permeiam os avanços no campo da geração eólioeletrica, bem como a sua crescente participação na matriz energética nacional e mundial, este trabalho visa avaliar a viabilidade técnica de conversores estáticos trifásicos de potência em sistemas elétricos à três fios com apenas dois ramos chaveados. Tais conversores, com quantidade reduzida de chaves, são integrados como *Grid Side Converter* (GSC) à estrutura *back-to-back* empregada em aerogeradores baseados em *Doubly Fed Induction Generator* (DFIG), enquanto o *Rotor Side Converter* (RSC) é implementado com topologia convencional com três braços chaveados. Neste sentido, é proposto, nesta pesquisa, ampliar as funcionalidades do GSC, permitindo-o prover serviços ancilares para o condicionamento de potência, além de regular o nível de tensão CC do barramento do *back-to-back*, mantendo um fator de potência unitário em seus terminais. Além disso, uma comparação operacional do GSC, com topologia proposta de dois braços e com topologia convencional de três braços, é feita através de resultados de simulação (utilizando o *software PSCAD/EMTDC*) e experimentais (com o uso da plataforma *DS1103 PPC Controller Board* programado via *software MATLAB/Simulink*). Através dos resultados de comparação, tanto de simulação quanto experimentais, verificou-se que o uso de conversores com chaves reduzidas permitiu a operação regular do DFIG bem como do conversor *back-to-back*, além de conseguir proporcionar satisfatoriamente os serviços ancilares propostos. Mesmo que o desempenho, se comparado aos conversores de três braços, não tenha sido ótimo, a relação custo-benefício torna a opção de conversores com chaves reduzidas relevante para a aplicabilidade prática em turbinas eólicas baseadas em DFIG.

Palavras-chave: Energia eólica. DFIG. Serviços ancilares. Harmônicos. Conversor de dois braços.

ABSTRACT

In view of the challenges and solutions regarding the technological issues and energy management policies that permeate the advances in the field of eolioelectric generation, as well as their increasing participation in the national and world energy matrix, this work aims to evaluate the technical feasibility of power three-phase static converters in three-wire electrical systems with only two switched branches. Such converters, with reduced amount of switches, are integrated as Grid Side Converter (GSC) to the back-to-back structure employed in wind generators based on Doubly Fed Induction Generator (DFIG), while the Rotor Side Converter (RSC) is implemented with conventional topology with three switched branches. In this sense, it is proposed, in this research, to extend the functionalities of the GSC, allowing it to provide ancillary services for conditioning the power, in addition to regulating the DC voltage level of the back-to-back bus, maintaining a unity power factor at its terminals. Moreover, an operational comparison of the GSC, with proposed two-branch topology and with conventional three-branch topology, is done through simulation results (using the PSCAD/EMTDC software) and experimental (with the use of the DS1103 PPC Controller Board platform programmed via MATLAB/Simulink software). Through comparison results, both simulation and experimental, it was found that the use of converters with reduced keys allowed the regular operation of DFIG as well as the back-to-back converter, in addition to successfully providing the services proposed ancillaries. Even though the performance, when compared to the three-arm converters, was not optimal, the cost-benefit ratio makes the option of reduced-key converters relevant to the practical applicability in DFIG-based wind turbines.

Keywords: Wind power. DFIG. Ancillary services. Harmonics. Two-branches converter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Aerogerador baseado em DFIG. Siglas: <i>Rotor Side Converter</i> (RSC) e <i>Grid Side Converter</i> (GSC)	29
Figura 2 – Estrutura genérica do filtro passivo <i>LCL</i>	35
Figura 3 – Classificação base dos conversores trifásicos para melhoramento da qualidade de potência	36
Figura 4 – Conversores trifásicos de dois níveis e dois braços a três fios	36
Figura 5 – Conversores NPCs trifásicos de três níveis e dois braços a três fios	37
Figura 6 – Configurações padrões e usuais de sistemas WEC	39
Figura 7 – Topologia <i>back-to-back</i> trifásica de dois níveis	41
Figura 8 – Topologia NPC <i>back-to-back</i> trifásica de três níveis	43
Figura 9 – Topologia NPC- <i>flying capacitor back-to-back</i> trifásica de três níveis	43
Figura 10 – Comparação entre os braços da topologia NPC e ANPC	44
Figura 11 – Topologia <i>H-bridge back-to-back</i> trifásica de três níveis	44
Figura 12 – Topologia de conversor matricial trifásico para baixa tensão	46
Figura 13 – Topologia do conversor de dois braços e dois níveis operando como filtro ativo. PCC: ponto de conexão comum	54
Figura 14 – Circuito equivalente do 2L-2B com fontes de tensões médias	55
Figura 15 – Estados possíveis de condução das chaves do braço conectado a fase <i>a</i>	56
Figura 16 – Topologia do conversor NPC de dois braços operando como filtro ativo	61
Figura 17 – Estados possíveis de condução das chaves do braço conectado a fase <i>a</i> do NPC	63
Figura 18 – Topologia do conversor <i>flying capacitor</i> de dois braços operando como filtro ativo	66
Figura 19 – Estados possíveis de condução das chaves do braço conectado a fase <i>a</i> do <i>flying capacitor</i>	67
Figura 20 – Sistema de coordenadas estacionárias (<i>abc</i> e $\alpha\beta 0$) e síncronas de sequência positiva (<i>dq+</i>) e negativa (<i>dq-</i>)	68
Figura 21 – Transformada de Clarke aplicada a um grupo de variáveis quaisquer (var_a, var_b, var_c) $\Rightarrow (var_\alpha, var_\beta)$, por exemplo	77
Figura 22 – Cálculo das potências instantâneas pela Teoria <i>pq</i> a partir das coordenadas $\alpha\beta$	78
Figura 23 – Cálculo das correntes de compensação em $\alpha\beta$ pela Teoria <i>pq</i>	78

Figura 24 – Transformada inversa de Clarke aplicada a um grupo de variáveis quaisquer ($var_{\alpha}, var_{\beta}$) \Rightarrow (var_a, var_b, var_c)	79
Figura 25 – Estratégia para gerar correntes de referência para mitigação dos harmônicos e compensação reativa	79
Figura 26 – Estratégia para gerar correntes de referência para regulação do barramento CC	87
Figura 27 – Bloco de sincronização	87
Figura 28 – Controle do conversor de dois níveis a partir dos sinais $iref_{a,b,c}$, Figura 25, e ia, b, cV_{CC} , Figura 26, usado nas simulações	90
Figura 29 – Controle do conversor NPC de dois braços, usado nas simulações	92
Figura 30 – Controle do conversor NPC de três braços, usado nas simulações	92
Figura 31 – Controle do conversor <i>flying capacitor</i> de dois braços, usado nas simulações	94
Figura 32 – Bloco de geração de pulsos do <i>flying capacitor</i> , aplicado aos braços da fase <i>a</i> do conversor de dois braços	95
Figura 33 – Controle do conversor <i>flying capacitor</i> de três braços, usado nas simulações	96
Figura 34 – Controle do conversor do lado do rotor da máquina, RSC, usado nas simulações	97
Figura 35 – Diagrama do DSOGI-FLL com PNSC	99
Figura 36 – Estratégia de controle do RSC para regular as potências no estator mantendo as correntes do rotor equilibradas, aplicada nos ensaios experimentais	100
Figura 37 – Estratégia para filtragem de harmônicos e compensação da potência reativa, aplicada nos ensaios experimentais	102
Figura 38 – Estratégia para a regulação do elo CC aplicada nos ensaios experimentais	107
Figura 39 – Estratégia de modulação dos sinais de referência aplicada ao GSC nos ensaios experimentais	108
Figura 40 – Situação problema proposta para simulação	111
Figura 41 – Situação problema com a exposição das topologias 2L-2B e 2L-3B em análise	113
Figura 42 – Torque elétrico (T_E) e torque mecânico (T_M) com o 2L-2B e 2L-3B	113
Figura 43 – Tensão de linha do rotor entre as fases <i>a</i> e <i>b</i> com o 2L-2B e 2L-3B	114
Figura 44 – Corrente na fase <i>a</i> do rotor com o 2L-2B e 2L-3B	114
Figura 45 – Potências ativa p_S (referência $p_S^* = -415$ kW) e reativa q_S (referência $q_S^* = 0$ kVAr) com o 2L-2B e 2L-3B	116
Figura 46 – Tensões V_{CC} , V_{CC1} e V_{CC2} do elo CC do <i>back-to-back</i> com o 2L-2B e 2L-3B	117
Figura 47 – Corrente instantânea e RMS do capacitor $C1$ com o 2L-2B e 2L-3B	118

Figura 48 – Tensões de fase no estator do DFIG durante os transitórios de carga (1,98 s a 2,04 s) e filtragem ativa (2,98 s a 3,04 s) com o 2L-2B e 2L-3B	119
Figura 49 – Correntes nos enrolamentos do estator do DFIG durante os transitórios de carga (1,98 s a 2,04 s) e filtragem ativa (2,98 s a 3,04 s) com o 2L-2B e 2L-3B	120
Figura 50 – Correntes na fase <i>a</i> do conversor GSC (i_{Ca}), carga mais estator (i_{La}) e rede (i_{Sa}) com o 2L-2B e 2L-3B	121
Figura 51 – Correntes na fase <i>c</i> do conversor GSC (i_{Cc}), carga mais estator (i_{Lc}) e rede (i_{Sc}) com o 2L-2B	122
Figura 52 – Distorção harmônica total de corrente (DHTi) e tensão (DHTv) da rede nas fases <i>abc</i> durante as etapas de simulação, com o 2L-2B e o 2L-3B	123
Figura 53 – Fator de potência FP visto pela rede do sistema de aerogeração mais carga durante as etapas de simulação, com o 2L-2B e o 2L-3B	124
Figura 54 – Níveis dos fluxos de potência ativa (<i>P</i>), reativa (<i>Q</i>) e aparente (<i>S</i>) entre o aerogerador mais carga e a rede, com o 2L-2B e o 2L-3B	125
Figura 55 – Situação problema com NPC-2B e NPC-3B como GSC	128
Figura 56 – Torque elétrico (T_E) e torque mecânico (T_M) com o NPC-2B e NPC-3B . . .	128
Figura 57 – Tensão de linha do rotor entre as fases <i>a</i> e <i>b</i> com o NPC-2B e NPC-3B . . .	129
Figura 58 – Corrente na fase <i>a</i> do rotor com o NPC-2B e NPC-3B	129
Figura 59 – Potências ativa p_S (referência $p_S^* = -415$ kW) e reativa q_S (referência $q_S^* = 0$ kVAr) com o NPC-2B e NPC-3B	130
Figura 60 – Tensões V_{CC} , V_{CC1} e V_{CC2} do elo CC do <i>back-to-back</i> com o NPC-2B e NPC-3B	131
Figura 61 – Corrente instantânea e RMS do capacitor <i>C1</i> com o NPC-2B e NPC-3B . .	132
Figura 62 – Tensões de fase no estator do DFIG durante os transitórios de carga (1,98 s a 2,04 s) e filtragem ativa (2,98 s a 3,04 s) com o NPC-2B e NPC-3B	133
Figura 63 – Correntes nos enrolamentos do estator do DFIG durante os transitórios de carga (1,98 s a 2,04 s) e filtragem ativa (2,98 s a 3,04 s) com o NPC-2B e NPC-3B	134
Figura 64 – Correntes na fase <i>a</i> do conversor GSC (i_{Ca}), carga mais estator (i_{La}) e rede (i_{Sa}) com o NPC-2B e NPC-3B	135
Figura 65 – Correntes na fase <i>c</i> do conversor GSC (i_{Cc}), carga mais estator (i_{Lc}) e rede (i_{Sc}) com o NPC-2B	136

Figura 66 – Distorção harmônica total de corrente (DHTi) e tensão (DHTv) da rede nas fases <i>abc</i> durante as etapas de simulação, com o NPC-2B e o NPC-3B	137
Figura 67 – Fator de potência FP visto pela rede do sistema de aerogeração mais carga durante as etapas de simulação, com o NPC-2B e o NPC-3B	138
Figura 68 – Níveis dos fluxos de potência ativa (<i>P</i>), reativa (<i>Q</i>) e aparente (<i>S</i>) entre o aerogerador mais carga e a rede, com o NPC-2B e o NPC-3B	139
Figura 69 – Situação problema com a exposição das topologias FC-2B e FC-3B	141
Figura 70 – Torque elétrico (T_E) e torque mecânico (T_M) com o FC-2B e FC-3B	142
Figura 71 – Tensão de linha do rotor entre as fases <i>a</i> e <i>b</i> com o FC-2B e FC-3B	142
Figura 72 – Corrente na fase <i>a</i> do rotor com o FC-2B e FC-3B	143
Figura 73 – Potências ativa p_S (referência $p_S^* = -415$ kW) e reativa q_S (referência $q_S^* = 0$ kVAr) com o FC-2B e FC-3B	144
Figura 74 – Tensões V_{CC} , V_{CC1} , V_{CC2} , V_{CCa} , V_{CCb} e V_{CCc} do elo CC do <i>back-to-back</i> com o FC-2B e FC-3B	145
Figura 75 – Corrente instantânea e RMS dos capacitores <i>C1</i> e <i>Ca</i> com o FC-2B e FC-3B	145
Figura 76 – Tensões de fase no estator do DFIG durante os transitórios de carga (1,98 s a 2,04 s) e filtragem ativa (2,98 s a 3,04 s) com o FC-2B e FC-3B	146
Figura 77 – Correntes nos enrolamentos do estator do DFIG durante os transitórios de carga (1,98 s a 2,04 s) e filtragem ativa (2,98 s a 3,04 s) com o FC-2B e FC-3B	147
Figura 78 – Correntes na fase <i>a</i> do conversor GSC (i_{Ca}), carga mais estator (i_{La}) e rede (i_{Sa}) com o FC-2B e FC-3B	148
Figura 79 – Correntes na fase <i>c</i> do conversor GSC (i_{Cc}), carga mais estator (i_{Lc}) e rede (i_{Sc}) com o FC-2B	149
Figura 80 – Distorção harmônica total de corrente (DHTi) e tensão (DHTv) da rede nas fases <i>abc</i> durante as etapas de simulação, com o FC-2B e o FC-3B	150
Figura 81 – Fator de potência FP visto pela rede do sistema de aerogeração mais carga durante as etapas de simulação, com o FC-2B e o FC-3B	150
Figura 82 – Níveis dos fluxos de potência ativa (<i>P</i>), reativa (<i>Q</i>) e aparente (<i>S</i>) entre o aerogerador mais carga e a rede, com o FC-2B e o FC-3B	151
Figura 83 – Bancada experimental	157

Figura 84 – Ângulo de sincronia ($\hat{\theta}_{dq+}$), obtido do sistema de sincronização, e tensão na fase a (v_{SaN}) da rede com o 2L-2B e 2L-3B, durante a dinâmica $k_{abc} = 0 \rightarrow k_{abc} = 4$, indicada pela linha tracejada	160
Figura 85 – Correntes no rotor com o 2L-2B e 2L-3B, durante a dinâmica $k_{abc} = 0 \rightarrow k_{abc} = 4$	160
Figura 86 – Correntes no GSC com o 2L-2B e 2L-3B, durante a dinâmica de $k_{abc} = 0 \rightarrow k_{abc} = 4$	160
Figura 87 – Potências ativas no estator (P_S) e na rede (P_g); e potências reativas no estator (Q_S) e na rede (Q_g) com o 2L-2B e 2L-3B, durante a dinâmica de $k_{abc} = 0 \rightarrow k_{abc} = 4$	161
Figura 88 – Tensões nas fases ab (v_{SaN} e v_{SbN}); e correntes nas fases ab do estator (i_{sta} e i_{stb}) e da rede (i_{Sa} e i_{Sb}), com o 2L-2B e 2L-3B, durante a dinâmica de $k_{abc} = 0 \rightarrow k_{abc} = 4$	162
Figura 89 – Tensão na fase c (v_{ScN}); e correntes na fase c do estator (i_{stc}) e da rede (i_{Sc}), com o 2L-2B e 2L-3B, durante a dinâmica de $k_{abc} = 0 \rightarrow k_{abc} = 4$	163
Figura 90 – Correntes da rede (i_{Sa} , i_{Sb} e i_{Sc}) durante a dinâmica de $k_{abc} = 0 \rightarrow k_{abc} = 4$ e seus DDTs para $k_{abc} = (0, 1, 2, 3, 4)$	163
Figura 91 – Tensões do elo CC com o 2L-2B e 2L-3B, durante a dinâmica de $k_{abc} = 0 \rightarrow k_{abc} = 4$	164

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Capacidade de geração do Brasil no primeiro trimestre de 2019	26
Tabela 2 – Dispositivos semicondutores de potência baseados em silício aplicados em sistemas WECs	47
Tabela 3 – Níveis de tensão nos terminais do GSC para diferentes estágios de operação. $Sa1$ e $Sa2$, assim como $Sb1$ e $Sb2$, são respectivamente complementares . .	70
Tabela 4 – Tabela verdade dos parâmetros $sign(v_{Sac})$, $hys(\Delta i_{Ca}^*)$ e $sign(i_{Ca})$ para a chave $Sa1$	89
Tabela 5 – Tabela verdade dos parâmetros $sign(v_{Sac})$, $comp(v_{CCa} - v_{CC}/2)$, $hys(\Delta i_{Ca}^*)$ e $sign(i_{Ca})$ para as chaves $Sa1$ e $Sa2$	93
Tabela 6 – Parâmetros da bancada experimental	158
Tabela 7 – Redução de DHT das correntes (i_{Sa} , i_{Sb} e i_{Sc}) com o aumento da constante de compensação k_{abc} para ambas as topologias	164

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

2B	Dois Braços
2L-2B	Conversor de Dois Níveis e Dois Braços
2L-3B	Conversor de Dois Níveis e Três Braços
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ANPC	<i>Active NPC</i>
BDFIG	<i>Brushless Doubly Fed Induction Generator</i>
BDFRG	<i>Brushless Doubly Fed Reluctance Generator</i>
BIG	Banco de Informações da Geração
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CGH	Central Geradora Hidrelétrica
CGU	Central Geradora Undi-elétrica
DDTi	Distorção da Demanda Total de Corrente
DFIG	<i>Doubly-Fed Induction Generators</i>
DHli	Distorções Harmônicas Individuais de Corrente
DHlv	Distorções Harmônicas Individuais de Tensão
DHPPI	Distorção Harmônica Parcialmente Ponderada de Corrente
DHTi	Distorções Harmônicas Totais de Corrente
DHTv	Distorções Harmônicas Totais de Tensão
DHTzi	Distorção Harmônica Total com Inter-Harmônicos de Corrente
DSOGI	<i>Dual Second Order Generalised Integrator</i>
DSTATCOM	<i>Distribution Static Compensator</i>
EOL	Central Geradora Eólica
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
FC	<i>Flying Capacitors</i>
FC-2B	<i>Flying Capacitors</i> de Dois Braços
FC-3B	<i>Flying Capacitors</i> de Três Braços
FLL	<i>Frequency-Locked Loop</i>
FP	Fator de Potência
FSIG	<i>Fixed Speed Induction Generator</i>

GSC	<i>Grid Side Converter</i>
H-bridge	<i>Half Bridge</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistors</i>
IGCT	<i>Integrated Gate-Commutated Thyristors</i>
INEE	Instituto Nacional de Eficiência Energética
LKC	Lei de Kirchhoff para as Correntes
LKT	Lei de Kirchhoff para as Tensões
LVRT	<i>Low Voltage Ride Through</i>
MIT	Motor de Indução Trifásica
MME	Ministério de Minas e Energia
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
NPC	<i>Neutral-Point-Clamped</i>
NPC-2B	NPC de Dois Braços
NPC-3B	NPC de Três Braços
OCC	<i>One Cycle Control</i>
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PCC	Ponto de Conexão Comum
PCH	Pequena Central Hidrelétrica
PD	<i>Phase Disposition</i>
PI	Compensador Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase-Locked-Loop</i>
PMSG	<i>Permanent Magnetic Synchronous Generator</i>
PNSC	<i>Positive/Negative Sequence Calculation</i>
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
RMS	<i>Root Mean Square</i>
RSC	<i>Rotor Side Converter</i>
SCIG	<i>Squirrel-Cage Induction Generator</i>
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SiC	<i>Silicon Carbide</i>
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>

UFV	Central Geradora Solar Fotovoltaica
UHE	Usina Hidrelétrica
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i>
UTE	Usina Termelétrica
UTN	Usina Termonuclear
WEC	<i>Wind Energy Conversion</i>
WRSG	<i>Wound Rotor Synchronous Generator</i>
ZVS	<i>Zero-Voltage Switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

I_{SC}	Corrente máxima de curto-circuito [A]
I_L	Corrente de carga demandada máxima na frequência fundamental [A]
DHT	Distorções harmônicas totais
DHI	Distorções harmônicas individuais
h	Ordem da harmônica
h_n	Ordem da n-ésima harmônica
X_h	Amplitude da harmônica de ordem h da variável X
X_1	Amplitude da fundamental da variável X
Δ	Ligação delta
Y	Ligação estrela
$DHPP$	Distorção harmônica parcialmente ponderada
DHT_z	Distorção harmônica total com inter-harmônicos
DDT	Distorção da demanda total
X_{ef}	Máxima corrente de carga demandada [A]
abc	Fases do sistema elétrico trifásico no referencial estacionário
x	Valor instantâneo da variável x
X	Valor CC ou RMS da variável x
N	Neutro/Terra do sistema elétrico
O	Ponto médio do barramento CC do conversor <i>back-to-back</i>
M	Ponto do polo negativo do barramento CC do conversor <i>back-to-back</i>
v_{fM}	Tensão na fase f entre o terminal de entrada do conversor e M [V]
v_{OM}	Tensão entre O e M [V]
v_{fN}	Tensão na fase f entre o terminal de entrada do conversor e N [V]
v_{MN}	Tensão entre M e N [V]
$C1$	Capacitância do capacitor do barramento dividido do conversor [μ F]
$C2$	Capacitância do capacitor do barramento dividido do conversor [μ F]

v_{CC1}	Tensão sobre o capacitor $C1$ [V]
v_{CC2}	Tensão sobre o capacitor $C2$ [V]
v_{CC}	Tensão sobre o barramento CC [V]
Z_S	Impedância de linha da rede [Ω]
i_{Sf}	Corrente da rede na fase f [A]
i_{Lf}	Corrente da carga na fase f [A]
i_{Cf}	Corrente do conversor GSC na fase f [A]
v_{SfN}	Tensão de fase do PCC para neutro/terra N [V]
L	Indutância [H]
R	Resistência [Ω]
S_{fy}	Chave semicondutora do GSC na fase f e posição y
D_{fy}	Diodo de roda livre do conversor na fase f e posição y
E_{Sf}	Estado das chaves do conversor no braço conectado à fase f
e	Combinações de estados das chaves do conversor
f	Indicação da fase a, b ou c
S_{ef}	Lema da função de chaveamento
θ	Ângulo de deslocamento [$^\circ$] ou [rad]
ω	Frequência angular [rad/s]
t	Variável de tempo [s]
C_{0dq}^{abc}	Matriz da transformada de park com invariância em potência
C_{abc}^{0dq}	Matriz da transformada inversa de park com invariância em potência
abc	Coordenadas estacionárias abc
$0dq$	Coordenadas síncronas
Var_x	Variável qualquer no eixo x do sistema de coordenadas considerado
$0\alpha\beta$	Coordenadas estacionárias $0\alpha\beta$
v_{SNx}	Tensão no eixo x em coordenadas $0dq$ das tensões ($v_{SaN}, v_{SbN}, v_{ScN}$) [V]
u	Sinal de controle
\tilde{x}	Sinal de erro ou componente oscilante

x^*	Sinal de referência
G_{ma}	Função de transferência de Malha Aberta
v_{ac}	Tensão de linha nos terminais GSC entre as fases a e c [V]
v_{bc}	Tensão de linha nos terminais GSC entre as fases b e c [V]
v_{Sac}	Tensão de linha no PCC entre as fases a e c [V]
v_{Sbc}	Tensão de linha no PCC entre as fases b e c [V]
C_f	Capacitância do capacitor flutuante do FC na fase f [μ F]
v_{CCf}	Tensão sobre o capacitor flutuante do FC, C_f , na fase f [V]
\dot{x}	Grandeza fasorial
x_0	Variável de sequência zero
x^+	Variável de sequência positiva
x^-	Variável de sequência negativa
$T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}$	Matriz da transformada de clarke com invariância em amplitude
$T_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq^+ 0}$	Matriz de transformação de $\alpha\beta 0$ para $dq 0$ de sequência positiva com invariância em amplitude
$T_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq^- 0}$	Matriz de transformação de $\alpha\beta 0$ para $dq 0$ de sequência negativa com invariância em amplitude
α	Operador com módulo unitário e fase $2 \cdot \pi / 3$
i_{Cac}	Corrente de linha nos terminais do GSC entre as fases a e c [A]
i_{Cbc}	Corrente de linha nos terminais do GSC entre as fases b e c [A]
Z_f	Impedância de entrada do GSC na fase f [Ω]
v_{Z_f}	Queda de tensão sobre a impedância de entrada do GSC na fase f [V]
\mathbf{j}	Operador complexo
V_1	Módulo RMS na frequência fundamental de tensão [V]
x_1	Componente na frequência fundamental
x_h	Componente na frequência harmônica h
$C_{\alpha\beta}^{abc}$	Matriz da transformada de clarke com invariância em potência
\bar{x}	Componente constante

p_L	Potência ativa da carga [W]
q_L	Potência reativa da carga [VAr]
p	Potência ativa [W]
q	Potência reativa [VAr]
$ireff$	Correntes de referência na fase f
$C_{1,2}$	Capacitância equivalente do barramento CC [μ F]
u_{CC}	Variável para regular a tensão do barramento CC
Z_{RL}	Impedância equivalente nos terminais dos conversores [Ω]
δ_f	Razão cíclica das chaves no braço do conversor conectado à fase f
T	Período de chaveamento [s]
v_{CA}	Componente oscilante da tensão sobre os capacitores $C1$ e $C2$ [V]
I_F	Valor eficaz da componente fundamental oscilante [A]
v_L	Queda de tensão média no indutor L de entrada no conversor [V]
$I_{compV_{CC}}$	Componente de regulação do barramento CC
s	Escorregamento ou operador de Laplace
$C1_{\text{mín}}$	Valor mínimo de capacitância para $C1$ [μ F]
$C2_{\text{mín}}$	Valor mínimo de capacitância para $C2$ [μ F]
T_1	Período da componente fundamental da tensão da rede [s]
f_1	Frequência da componente fundamental da tensão da rede [Hz]
$\Delta v_{CC\text{máx}}$	Oscilação máxima de tensão sobre os capacitores $C1$ e $C2$ [V]
ΔP_L	Variação de potência ativa da carga [W]
K	Ganho constante
ifv_{CC}	Componente de regulação do elo CC na fase f , para as simulações
Kf	Ganho de compensação na fase f
$reff$	Sinal modulante na fase f
θ_{SLIP}	Ângulo de escorregamento [$^\circ$] ou [rad]
p_S	Potência ativa da estator [W]
q_S	Potência reativa da estator [VAr]

$vref_{rf}$	Sinal de modulação do RSC na fase f
tri^+	Sinal triangular da portadora
i_{rf}	Corrente do rotor na fase f [A]
ω_g	Frequência angular da rede elétrica [rad/s]
μv_{rx}	Componentes de alimentação direta no eixo x em coordenadas $0dq$
ω_r^+	Frequência elétrica do rotor de sequência positiva [rad/s]
L_r^s	Indutância do rotor referida ao estator [H]
L_m	Indutância magnetizante [H]
ω_s	Frequência elétrica do estator [rad/s]
$H(s)_{PI_P}$	Compensador PI da malha de potência
$H(s)_{PI_C}$	Compensador PI da malha de corrente
$H(s)_{P+R}$	Compensador proporcional mais ressonante
$H(s)_{R_1}$	Compensador ressonante
k_{PP}	Constante proporcional da malha de potência
k_{iP}	Constante de integração da malha de potência
k_{PC}	Constante proporcional da malha de corrente
k_{iC}	Constante de integração da malha de corrente
r_r^s	Resistência do rotor referida ao estator [Ω]
L_r^s	Indutância própria do rotor referida ao estator [H]
σ	Fator de dispersão do DFIG
L_s	Indutância do estator [H]
q_{GSC}	Potência reativa do GSC [VAr]
$G_{PI_{vcc}}(s)$	Compensador PI da malha de regulação do elo CC
f_s	Frequência de chaveamento [Hz]
$1/s_{reset}$	Integrador com <i>reset</i>
i_{VCCf}^*	Componente de regulação do elo CC na fase f nos experimentos
k_{abc}	Constante de compensação
i_{Rf}	Corrente do rotor na fase f , $i_{rf} = i_{Rf}$ [A]

Rfy	Chave semicondutora do RSC na fase f e posição y
v_{wind}	Velocidade do vento [m/s]
Cp	Coefficiente de potência
σ_{wind}	Densidade do vento [kg/m ³]
Pot_{wind}	Potência extraída do vento [W]
r	Raio mecânico da hélice da turbina até o centro do eixo do rotor [m]
Pot_{PU}	Potência extraída da turbina [pu]
$PotN_{DFIG}$	Potência nominal do DFIG [VA]
T_M	Torque mecânico [pu]
ω_{MPU}	Velocidade mecânica de rotação do eixo do DFIG [pu]
T_E	Torque elétrico [pu]
P	Potência ativa [W]
Q	Potência reativa [VAr]
S	Potência aparente [VA]
$GSfy$	Sinal de disparo da chave da fase f na posição y
L'_f	Indutância de dispersão do transformador de acoplamento [H]

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	26
1.1	Harmônicos em Sistemas de Aerogeração com DFIG	29
1.2	Conversores de Dois Braços (2B)	35
1.3	Sistemas de Conversão de Energia Eólica	38
1.4	Serviços Ancilares	48
1.5	Motivação	50
1.6	Discussão	51
2	ANÁLISE DOS CONVERSORES DE DOIS BRAÇOS	54
2.1	Introdução	54
2.2	Conversor de Dois Níveis	54
2.3	Conversor NPC de Dois Braços	61
2.4	Conversor <i>Flying Capacitor</i> de Dois Braços	65
2.5	Síntese de Componentes de Corrente de sequência Positiva e Negativa: Conversor de Dois Níveis	67
2.5.1	<i>Análise CC</i>	70
2.5.2	<i>Análise CA na Frequência Fundamental</i>	71
2.5.3	<i>Análise CA para Frequências Harmônicas</i>	74
2.6	Estratégias de Controle para a Simulação do Conversor do Lado da Rede GSC	75
2.6.1	<i>Obtenção das Correntes de Compensação de Harmônicos e Reativos</i>	76
2.6.2	<i>Regulação da Tensão no Elo CC</i>	79
2.6.3	<i>Estratégia de Controle do Conversor de Dois Níveis</i>	88
2.6.4	<i>Estratégia de Controle do NPC</i>	91
2.6.5	<i>Estratégia de Controle do <i>Flying Capacitor</i></i>	91
2.7	Estratégia de Controle para a Simulação do Conversor do Lado do Ro- tor (RSC)	95
2.8	Estratégia de Controle para a Implementação Experimental do <i>Back-to- Back</i> com a Topologia de Dois Níveis (2L-2B vs. 2L-3B)	98
2.8.1	<i>Sistema de Sincronização</i>	98
2.8.2	<i>Estratégia de Controle do RSC Implementada Experimentalmente</i>	99

2.8.3	<i>Condicionamento de Potência pelo GSC Implementado Experimentalmente</i>	101
2.8.4	<i>Regulação da Tensão do Elo CC pelo GSC Implementado Experimentalmente</i>	103
2.8.5	<i>Sistema de Controle do GSC Implementado Experimentalmente</i>	107
2.9	Conclusão	108
3	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	110
3.1	Introdução	110
3.2	Situação Problema	110
3.3	Comparação dos Conversores de Dois Níveis de Dois Braços (2L-2B) e Três Braços (2L-3B)	112
3.3.1	<i>Discussões e Análises dos Conversores 2L-2B e 2L-3B</i>	124
3.4	Comparação dos Conversores NPC de Dois Braços (NPC-2B) e Três Braços (NPC-3B)	127
3.4.1	<i>Discussões e Análises dos Conversores NPC-2B e NPC-3B</i>	139
3.5	Comparação dos Conversores <i>Flying Capacitors</i> de dois braços (FC-2B) e Três Braços (FC-3B)	141
3.5.1	<i>Discussões e Análises dos Conversores FC-2B e FC-3B</i>	152
3.6	Conclusão	154
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	156
4.1	Introdução	156
4.2	Bancada Experimental	156
4.3	Comparação dos Desempenhos de Operação dos Conversores de Dois Níveis de Dois Braços (2L-2B) e Três Braços (2L-3B): Resultados Experimentais	159
4.4	Sumarização de Prós e Contras	165
5	CONCLUSÕES	167
5.1	Conclusões	167
	REFERÊNCIAS	170

1 INTRODUÇÃO

Com o cenário mundial apontando para um crescimento do consumo de energia elétrica atrelado à necessidade de uma melhor qualidade de energia, rapidez de informação e eficiência na execução de vários processos (no campo da indústria e da medicina, por exemplo), a ideia de fontes de energia não renováveis e, em sua maioria, poluentes, tem trazido notoriedade para as fontes renováveis, como é o caso da eólica.

A nível nacional, a energia eólica tem sido uma integrante das principais fontes de energia elétrica. Segundo o Relatório Final do Balanço Energético de 2019, ano base 2018, da Empresa de Pesquisa Energética (EPE), a eólica atingiu, em 2018, a marca de 48.475 GWh em produção de eletricidade, superando em 14,4% o ano de 2017 (cuja marca foi de 42.373 GWh). Dados do Banco de Informações da Geração (BIG), da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), mostraram que a potência eólica instalada nacional cresceu 17,2% (de 12.278 MW à 14.390 MW no final do ano 2018) (ENERGÉTICA, 2019).

Tabela 1 – Capacidade de geração do Brasil no primeiro trimestre de 2019

Empreendimentos em operação						
Tipo	Quantidade	% do Total	Potência Instalada [kW]	% do Total		
UHE	217,0	2,9	98.581.478,0	59,8		
PCH	426,0	5,7	5.183.756,0	3,1		
CGH	698,0	9,4	708.002,0	0,4		
CGU	1,0	0,0	50,0	0,0		
UTE	3.001,0	40,4	41.337.216,0	25,1		
UTN	2,0	0,0	1.990.000,0	1,2		
EOL	606,0	8,2	14.872.793,0	9,0		
UFV	2.469,0	33,3	2.074.002,0	1,3		
Total	7.420,0	100,0	164.747.296,0	100,0		
Aumento projetado de capacidade instalada [MW]						
Tipo	2019	2020	2021	2022	2023	2024-2026
EOL	308,2	897,2	138,3	752,4	1.236,4	902,8
UHE	3.169,2	1.222,2	32,0	*	98,9	*
PCH	91,3	311,6	528,6	312,9	115,2	7,3
UTE	945,5	1.885,3	2.503,0	152,1	1.812,6	363,2
UFV	252,5	5,0	844,3	494,9	*	*

Fonte: adaptada de ANEEL (2019).

Nota: Central Geradora Hidrelétrica (CGH), Central Geradora Undi-elétrica (CGU), Central Geradora Eólica (EOL), Pequena Central Hidrelétrica (PCH), Central Geradora Solar Fotovoltaica (UFV), Usina Hidrelétrica (UHE), Usina Termelétrica (UTE), Usina Termonuclear (UTN), *: não há registro.

A partir da Tabela 1, na qual é mostrado o cenário atual da capacidade de geração do Brasil no primeiro trimestre de 2019 (ANEEL, 2019), é possível identificar que dentre as fontes principais de energia do país, a eólica ocupa o terceiro lugar. Além disso, por se tratar de uma fonte limpa e cuja instalação possui um impacto negativo, de ocupação do espaço natural, irrelevante se comparado a uma hidrelétrica ou termelétrica, a eólica possui o maior percentual entre as fontes renováveis do Brasil. É mostrado, também, que o país apresenta grande empenho na construção dos parques eólicos em relação às outras fontes de energia.

Por muito tempo, plantas convencionais de potência apresentavam recursos, como controle de potência ativa e reativa, capacidade de curto-circuito, inércia de potência de saída, controle de frequência e capacidade de *black start*¹, necessários para a integração em sistemas de distribuição e transmissão interconectados. Muitos desses recursos eram inexistentes nas primeiras plantas eólicas, contudo, a incorporação de conversores estáticos, capazes de operar nos quatro quadrantes de fluxo de potência, tornou as plantas eólicas modernas tão robustas e confiáveis, bem como sua operação e suporte à rede aos distúrbios, quanto as plantas convencionais (BLAABJERG; MA, 2013).

O histórico do crescimento da capacidade nominal das turbinas eólicas, bem como sua tendência futura, tem sido apontado em referências, como Blaabjerg e Ma (2013) e Yaramasu *et al.* (2015). Em 1980, a maior capacidade nominal era de 50 kW e a tendência apontada para os anos de 2015 e 2018 era de 10 MW. Em 2014, a *Vestas* detinha a maior turbina em operação de 8 MW, mas a *Clipper*, *Sway Turbine AS* e a *Windtec-AMSC* já anunciavam o desenvolvimento de turbinas de 10 MW. A *GE Energy* apresentava planos para o desenvolvimento de turbinas de 15 MW em 2016 (YARAMASU *et al.*, 2015).

No âmbito nacional, o Plano Decenal de Expansão de Energia, concebido pelo Ministério de Minas e Energia (MME) e subsidiado pela EPE, registrou em maio de 2019, para o horizonte de 2029, uma potência instalada de 14.968 MW devido às usinas eólicas, cerca de 9,15% da potência instalada nacional (comparado com hidrelétrica, gás, petróleo, biomassa, nuclear e carvão mineral). Segundo o plano decenal, as estimativas para a geração de eletricidade, considerando a autoprodução e a geração centralizada e distribuída, a partir da eólica, foi de 65 TWh, em 2019; 95 TWh, em 2024; e 155 TWh, em 2029 (EPE, 2019).

A geração elétrica no Brasil, em 2018, foi de 601,4 TWh, 3,0% superior a 2017, sendo acompanhado por um acréscimo de 1,4% do consumo total, 535,4 TWh, em relação

¹ *Black start* é o reinício da geração de energia após a remoção de uma falta sem o uso de fontes de energia adicionais.

a 2017. Das fontes de geração, os dados de oferta interna de energia elétrica têm mostrado que a matriz energética do país é predominantemente de origem renovável, cerca de 82,4% da oferta interna nacional. A oferta interna de energia elétrica, em 2018, tem a hidráulica como a fonte de maior peso, 66,6% (a eólica apresentou nesse mesmo ano um percentual de 7,6%). É importante salientar que o setor residencial apresentou uma participação 25,4% do consumo total de eletricidade em 2018. Já os consumos dos setores industrial e comercial, nesse mesmo ano, foram, respectivamente, de 37,5% e 16,9% do consumo total (ENERGÉTICA, 2019). Este resultado aponta para uma atenção crescente sobre a importância da geração distribuída.

A geração distribuída, segundo o Instituto Nacional de Eficiência Energética (INEE), é a geração de energia elétrica junto aos consumidores de baixa, média e alta potência instalada. Sendo assim, todo tipo de geração pode ser caracterizada como distribuída, independente de sua potência, tecnologia e fonte de energia, desde que seja implementada no mesmo barramento de outras cargas consumidoras ou próximas às mesmas (INEE, 2015).

Baseado nos dados do relatório da ENERGÉTICA (2019) com relação ao aumento da geração eólica e o aumento do consumo do setor residencial em relação ao consumo total, é de se esperar que os parques eólicos possam ser conectados juntos ou próximos dos consumidores, se enquadrando como geração distribuída. Assim, as cargas consumidoras podem ser conectadas diretamente ou na circunvizinhança do barramento principal, coletor principal das unidades geradoras de um parque eólico. Tal situação gera interesses quanto a análise da qualidade de energia entre a fonte de geração distribuída, a carga e o sistema elétrico nacional, este último sendo encarado como uma barra de referência, *swing bus* ou *slack bus* (GLOVER *et al.*, 2012; CEPTEL, 2011).

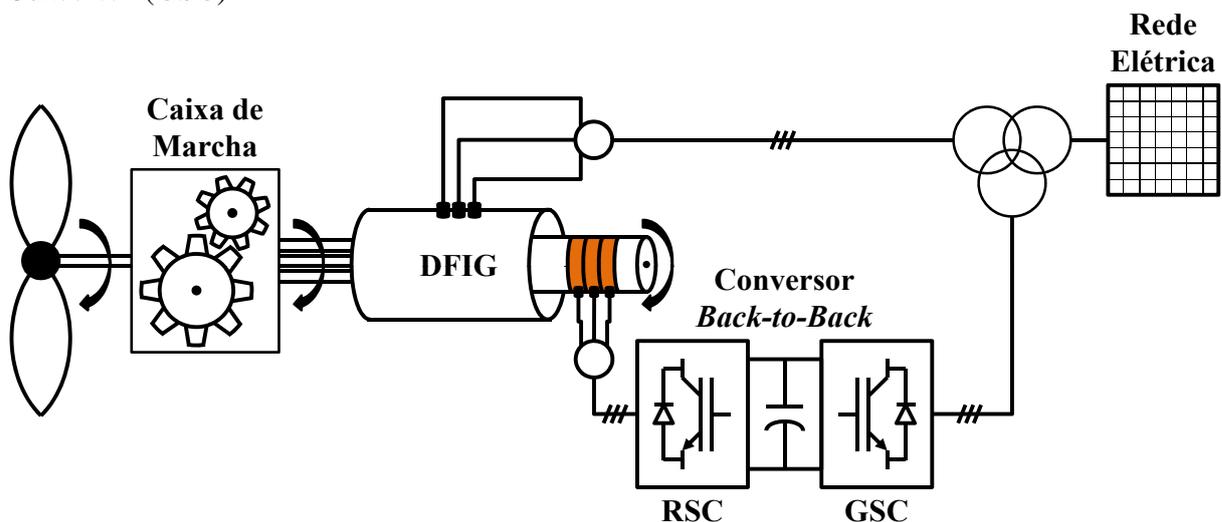
Colocando de lado os pontos de vista das concessionárias de energia elétrica e consumidores finais, a qualidade de energia de um ponto específico do sistema elétrico está correlacionada com a sua qualidade de potência. Distúrbios na tensão, corrente e frequência, de um determinado ponto do sistema elétrico em análise, são classificados como problemas na qualidade de potência de tal ponto (DUGAN *et al.*, 2002).

Dentre os objetivos deste trabalho, a compensação de harmônicos de corrente e reativos excedentes, provenientes tanto de cargas não-lineares, que demandam correntes distorcidas sob a alimentação em tensões senoidais, quanto do estator de geradores de indução duplamente alimentados, *Doubly-Fed Induction Generators* (DFIG), será o principal distúrbio na qualidade de potência a ser focado nas análises dos resultados.

Os níveis máximos de harmônicos permitidos no sistema elétrico são norteados neste trabalho pela *Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems* da *Standards Association da Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE Std)*, IEEE Std 519TM-2014 revisão da IEEE Std 519-1992 (IEEE-519, 2014). Para efeito de análise da distorção harmônica de tensão dos pontos de vista do fornecedor e consumidor de energia, o Módulo 8 do Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), juntamente com os submódulos 2.8 e 3.6 do Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) (ONS, 2011; ONS, 2010), também são levados em consideração.

O aerogerador baseado no DFIG, cuja topologia é indicada na Figura 1, é a estrutura base fonte para as análises do presente trabalho.

Figura 1 – Aerogerador baseado em DFIG. Siglas: *Rotor Side Converter (RSC)* e *Grid Side Converter (GSC)*



Fonte: adaptada de Morais *et al.* (2017a), Morais *et al.* (2017b) e Morais *et al.* (2017c).

1.1 Harmônicos em Sistemas de Aeroeração com DFIG

Os harmônicos estão presentes nas máquinas elétricas e são divididos em dois tipos: *time harmonics* e *space harmonics* (GORGINPOUR *et al.*, 2011). Os *time harmonics* são decorrentes de tensões distorcidas aplicadas aos terminais das máquinas elétricas, como o DFIG, enquanto os *space harmonics* surgem devido as imperfeições assimétricas nos enrolamentos do estator e rotor, que estão presentes mesmo com o DFIG alimentado com tensão livre de distorção. Os *time harmonics* e *space harmonics* estão presentes nos fluxos magnéticos dos enrolamentos da máquina e atravessam o entreferro. Tais harmônicos acabam refletindo suas presenças nas correntes que circulam nos enrolamentos da máquina.

A presença de inter-harmônicos tem sido tema de preocupação, estudos e análises sobre a qualidade de potência em parques eólicos compostos por DFIG. Por isto, tem ocorrido um aumento de turbinas modernas com DFIG, cuja estrutura de potência e estratégias de controle visam melhorar a qualidade da energia entregue pelas mesmas (BOLLEN; YANG, 2012; DJUROVIC *et al.*, 2015; LIAO *et al.*, 2003).

Os problemas de qualidade de potência podem ser de origem tanto do sistema elétrico de potência (SEP), interferindo na operação do DFIG, quanto do DFIG, interferindo no SEP. As distorções harmônicas e desbalanços de tensão, presentes no sistema, podem implicar em aumento de perdas no DFIG, bem como problemas no controle do conversor do DFIG, além de contribuir para o aumento de harmônicos de corrente injetados pelo mesmo. O desbalanço de tensão ainda pode implicar em ondulação de torque na rotação do DFIG, já as variações de velocidade na turbina implicam em injeção de harmônicos por parte do conversor do DFIG. A operação em desbalanço do DFIG provoca a injeção de componentes de sequência negativa, amplificando o conteúdo harmônico da tensão do SEP (YANG, 2015).

Harmônicos presentes no rotor do DFIG são decorrentes do chaveamento do GSC. Já os harmônicos e inter-harmônicos (harmônicos de ordem não-inteira) provenientes do estator são fortemente influenciados pelo RSC, sendo modulados pelo escorregamento da máquina. Os desbalanços e harmônicos de baixa ordem na tensão do estator, bem como ondulações em baixa frequência na tensão em corrente contínua (CC) dos conversores *back-to-back*, implicam em harmônicos de corrente de baixa ordem nos terminais do estator. Quanto maior a potência nominal do DFIG, menor é o conteúdo harmônico de corrente de alta ordem, que pode apresentar ângulos de fase variante de forma aleatória. Por esta razão, existem inúmeras estratégias de controle empregadas em estruturas *back-to-back* com a intenção de sanar problemas com harmônicos no estator do DFIG (TENTZERAKIS; PAPATHANASSIOU, 2007).

Em um parque eólico com 73 geradores, do tipo da Figura 1, os harmônicos de corrente e tensão, de baixa e alta ordem, giram em torno de 0,5% dos valores nominais do gerador, cerca de 4,3% da fundamental, com os geradores operando em baixa potência. No fornecimento de alta potência, próxima da nominal, apenas os harmônicos de baixa ordem permanecem significativos, em torno de 1% a 2% do nominal de corrente (2% da própria fundamental) e 0,5% a 1% do nominal de tensão. Dessa forma, impedâncias nos cabamentos e transformadores de acoplamento (que conectam os geradores à rede elétrica) e o efeito de cancelamento dos harmônicos entre os geradores podem minimizar a ação conjunta dos harmônicos no coletor

principal do parque eólico (LAROSE *et al.*, 2013).

Outro parque eólico com 40 turbinas baseadas em DFIG, de 1,67 MVA cada, apresentou em seu coletor principal, em 138 kV e razão I_{SC}/I_L (I_{SC} : *maximum short-circuit current* e I_L : *maximum demand load current*, na frequência fundamental) de 107, distorções harmônicas totais de tensão (DHTv), equação (1.1), baixas nas três fases (LIANG *et al.*, 2012). Porém, algumas distorções harmônicas individuais de corrente (DHIi), equação (1.2), ficaram acima dos limites estabelecidos em IEEE Std 519-1992 (IEEE-519, 2014).

$$DHT = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_n} (X_h^2)}}{X_1}. \quad (1.1)$$

Designação: h é a ordem da harmônica, h_n é a ordem da n-ésima harmônica, X_h amplitude da harmônica de ordem h da variável X e X_1 é a amplitude da fundamental da variável X (IEEE-519, 2014).

$$DHI = \frac{X_h}{X_1}. \quad (1.2)$$

Em experimentos que consistiam em alimentar um DFIG, sem GSC, com uma fonte de tensão distorcida, mas com níveis de DHIs de tensão (DHIv) aceitáveis frente a IEEE Std 519-1992 (IEEE-519, 2014), foram obtidos DHIis acima do estabelecido em IEEE Std 519-1992 (IEEE-519, 2014), além de oscilações de torque de 0,04 N·m. Nesses experimentos, o RSC era alimentado por uma fonte CC e nele era aplicada uma estratégia de controle repetitivo para compensar os harmônicos de corrente no estator (SONG; NIAN, 2015a; SONG; NIAN, 2015c).

Em outros experimentos similares, com fonte de tensão distorcida e com desbalanço, observou-se oscilações na potência ativa e reativa entregues pelo estator do DFIG, além de distorções harmônicas de corrente no estator e oscilações de torque eletromagnético (NIAN; SONG, 2014a; SONG; NIAN, 2015b). O mesmo foi observado em um sistema com um transformador de acoplamento no DFIG em $\Delta \setminus Y$ (XU *et al.*, 2012a). Também há geração de inter-harmônicos e sub-harmônicos de corrente no estator de um DFIG quando o mesmo é conectado a uma rede elétrica com desbalanço e distorções de tensão (DJUROVIC; WILLIAMSON, 2010).

Há registros de distorção harmônica total de corrente (DHTi), distorção harmônica parcialmente ponderada de corrente (DHPPi), equação (1.3), e distorção harmônica total com inter-harmônicos de corrente (DHTzi), equação (1.4), variando de 70% para 5% em turbinas com DFIG quando passaram a injetar 90% da potência nominal (SCHULZ *et al.*, 2002). DHPPi

avalia os harmônicos de maior ordem e a DHTz avalia a contribuição dos inter-harmônicos no conteúdo harmônico total (PARREIRAS; SILVA, 2012).

$$DHPP = \frac{\sqrt{\sum_{h=14}^{h_n} (h \cdot X_h^2)}}{X_1}. \quad (1.3)$$

$$DHT_z = \frac{\sqrt{\sum_{h=14}^{h_n} (X_h \cdot 0,125)^2 - X_1^2}}{X_1}. \quad (1.4)$$

Resultados apresentados do parque eólico *Jang-Bin* (WANG *et al.*, 2013), em *Taiwan*, mostram uma peculiaridade interessante na distinção de DHTi e distorção da demanda total de corrente (DDTi), equação (1.5). Nesses resultados, o parque apresenta uma DHTi bem inferior ao DDTi, ao mesmo tempo que o parque fornece uma potência abaixo de 50% da capacidade nominal de um sistema em 23 kV para outro sistema em 161 kV, nível de transmissão e subtransmissão (ANEEL, 2011). Essa discrepância entre DHTi e DDTi em baixa potência, demonstra grande conteúdo harmônico na corrente entregue pelo parque, em relação à componente fundamental. Isso, por exemplo, poderia inviabilizar, em uma situação hipotética de geração distribuída, a conexão desse parque a um sistema de menor tensão em um barramento de distribuição primária ou secundária (ANEEL, 2011). Ou seja, para uma mesma potência e redução de tensão, as correntes distorcidas no lado de baixa tensão seriam maiores, distorcendo, consideravelmente, as tensões do sistema alimentado.

$$DDT = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_n} (X_h^2)}}{X_{ef}}. \quad (1.5)$$

Onde: X_{ef} é a máxima corrente de carga demandada (IEEE-519, 2014).

Outros resultados, apresentados por medições em parques eólicos reais, demonstram que existe grande possibilidade dos aerogeradores passarem longos períodos do dia operando abaixo de 50% de suas capacidades nominais, aumentando, assim, o conteúdo harmônico na corrente e/ou tensão entregue aos sistemas elétricos. Além disso, a criação de parques eólicos com capacidades nominais baixas pode aumentar o nível de harmônicos injetados por estes parques, mesmo com potência fornecida acima de 50% (CHICCO *et al.*, 2006).

Os parques eólicos *DaFeng*, com capacidade de 200,25 MW e composto por turbinas baseadas em *Fixed Speed Induction Generator* (FSIG) e *Permanent Magnetic Synchronous*

Generator (PMSG) alimentadas em 220 kV, e *LingYang*, com capacidade de 49,5 MW composto por turbinas baseadas em DFIG alimentadas em 110 kV, situados na China, apresentaram resultados interessantes quanto a qualidade de potência e recursos de suportabilidade ao sistema elétrico, enquanto *LingYang* apresentou os piores resultados quanto as distorções harmônicas de corrente, *DaFeng* apresentou uma pior capacidade de suportabilidade a subtensão, *Low Voltage Ride Through* (LVRT) (BING *et al.*, 2010). Ou seja, mesmo com a problemática dos harmônicos, o uso de DFIGs em aerogeradores não deve ser desprezado.

Observa-se uma tendência dos parques eólicos com baixo conteúdo harmônico de serem construídos em sistemas de alta tensão para fornecer energia a outros sistemas com maiores tensões (WANG *et al.*, 2013; CHICCO *et al.*, 2006). De fato, esta configuração permite uma redução natural das distorções de tensão. No entanto, sob a perspectiva de uma geração distribuída em baixa tensão, as preocupações com harmônicos ainda são pertinentes para análises científicas.

Vários trabalhos apresentam soluções para a mitigação de harmônicos em DFIGs, quando são submetidos à tensões desbalanceadas e/ou distorcidas, além da presença de cargas não-lineares conectadas aos terminais do estator. Essas estratégias de controle podem ser empregadas tanto no RSC como no GSC, simultaneamente ou separadamente, e podem ter vários focos de ação. Por exemplo, controlar as potências ativa e reativa fornecidas pelo estator ou injetar correntes balanceadas e senoidais na rede através da malha de controle do GSC (SONG; NIAN, 2015b; LIU *et al.*, 2012a; FERRARI, 2014; TODESCHINI; EMANUEL, 2010; NAIDU; SINGH, 2015; TREMBLAY *et al.*, 2006). Há, também, a possibilidade do aerogerador com DFIG mitigar harmônicos provenientes de cargas não-lineares em uma condição de ilhamento através do GSC (NGUYEN; LEE, 2012).

Através da malha de controle do RSC, é possível reduzir oscilações de potência ativa no estator, aquecimento equilibrado nos enrolamentos do rotor (correntes do rotor sem componentes de sequência negativa e harmônicas), correntes do estator sem componentes de sequência negativa e harmônicas, e sem *ripples* no torque eletromagnético a fim de reduzir o estresse mecânico da turbina (XU *et al.*, 2012a; XU *et al.*, 2012b; LIU *et al.*, 2012b; NIAN; SONG, 2014b; CHEN *et al.*, 2012; SONG *et al.*, 2011; PHAN; LEE, 2011a; PHAN; LEE, 2010a; PHAN; LEE, 2010b; PHAN; LEE, 2011b; WEI *et al.*, 2013b; EJLALI; KHABURI, 2014; SONG; NIAN, 2015a; SONG; NIAN, 2015c; LIU *et al.*, 2012a; SANTANA *et al.*, 2014; GAILLARD *et al.*, 2008; HAZRATI; JALILIAN, 2012; BOUTOUBAT *et al.*, 2012; NIAN;

SONG, 2014a; XU *et al.*, 2012c; SONG; NIAN, 2014; SHI *et al.*, 2015; HAN *et al.*, 2013; PARK *et al.*, 2013). Em Wei *et al.* (2012) é abordado um caso específico em que o GSC é um retificador não-controlado conectando o estator do DFIG a uma *microgrid* CC. Nesse caso, ondulações de tensão no barramento CC da *microgrid* provocam distorções nas tensões do estator do DFIG. Assim, o controle do RSC regula as potências fornecidas pelo estator do DFIG e compensa os harmônicos de tensão no estator.

A compensação da oscilação das potências ativa e reativa entregues pelo DFIG, implica na redução de harmônicos de tensão no estator. Ou seja, a oscilação de potência entre fonte e carga acarreta oscilações de amplitude, frequência e ângulo de fase da tensão e corrente nas fases, podendo levar dispositivos de proteção presentes no sistema elétrico à operação indevida. A oscilação de potência geralmente se dá quando há mudança de cargas no sistema elétrico (LOURENÇO, 2011).

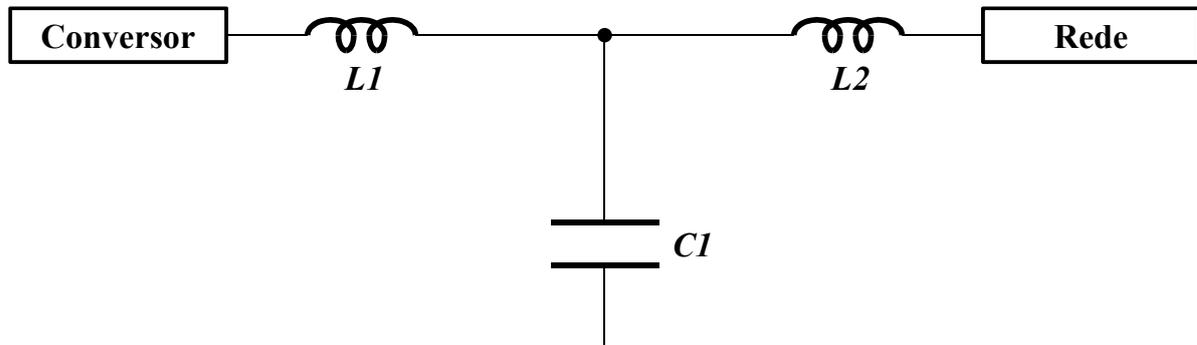
Em Fan *et al.* (2009) é feita uma análise entre uma estratégia de controle que permite o RSC compensar componentes de sequência negativa da corrente no rotor e uma estratégia que permite o GSC compensar componentes de sequência negativa da corrente na rede. Em ambos os casos, os resultados foram satisfatórios, contudo, a estratégia aplicada ao GSC se mostrou mais satisfatória quanto às oscilações de torque da máquina. A aplicação de estratégias adicionais no controle do RSC, para a compensação de distúrbios ligados aos harmônicos, pode levar ao aumento do conteúdo harmônico de corrente no rotor.

Vários trabalhos publicados apresentam estratégias de controle mais elaboradas, que visam a ação coordenada dos conversores GSC e RSC de, além de regular a potência processada pelo DFIG e a tensão do elo CC do *back-to-back*, mitigar harmônicos de corrente e tensão, e oscilações de potência ativa e reativa bem como o torque eletromagnético (HU *et al.*, 2013; MARTINEZ *et al.*, 2012; MARTINEZ *et al.*, 2013). Há, também, a possibilidade da operação coordenada entre o GSC e RSC, para melhorar a qualidade de energia, em uma condição ilhada do DFIG mais carga (WEI *et al.*, 2013a).

Além das estratégias de controle, há um crescente uso de filtros passivos na saída das turbinas eólicas para a redução dos harmônicos provenientes de cada turbina (CHANG *et al.*, 2013). As estruturas de filtragem passiva vão desde simples indutores nos terminais de entrada do conversor do lado da rede, GSC, bancos de capacitores, como indicados em Larose *et al.* (2013), Xu *et al.* (2012a) e Sujod e Erlich (2013a), a estruturas um pouco mais elaboradas, como o filtro *LCL* ilustrado na Figura 2 (LEONOWICZ, 2011; LI; CORZINE, 2015; ZHAN *et al.*,

2012; SCHOSTAN *et al.*, 2010).

Figura 2 – Estrutura genérica do filtro passivo *LCL*



Fonte: elaborada pelo autor.

As estruturas de filtragem passiva geralmente são destinadas para a mitigação de harmônicos de corrente de ordem elevada. Outras referências apenas citam o uso de estruturas de filtragem passiva externas ao conjunto DFIG mais conversor *back-to-back* (PARREIRAS; SILVA, 2012; CHICCO *et al.*, 2006; JHA; RAO, 2009). Alguns trabalhos mostram estudos de melhoria da qualidade de potência fornecida pelos aerogeradores baseados em DFIG com o uso de filtros híbridos de potência (GUPTA *et al.*, 2012), *Unified Power Quality Conditioner* (UPQC) (BHAVANI *et al.*, 2015), *Distribution Static Compensator* (DSTATCOM) (MALLICK *et al.*, 2015). Diante de tantas soluções para o melhoramento da qualidade de energia, disponibilizada pelos aerogeradores, também tem sido crescente o estudo e a preocupação sobre o impacto destes dispositivos sobre a rede elétrica e a *performance* dos DFIGs (ORCHI *et al.*, 2013).

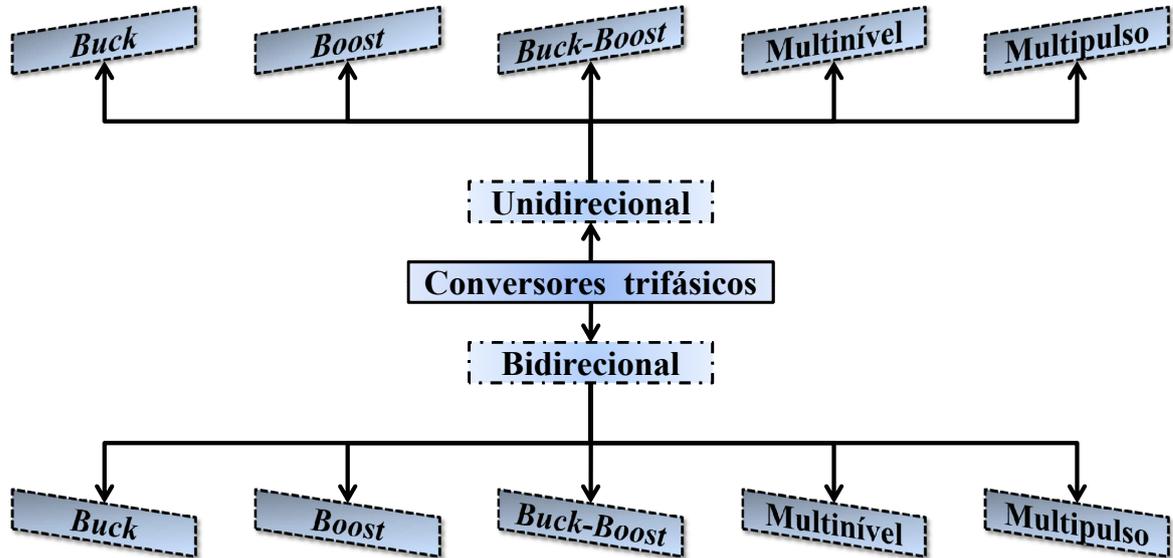
Com base nos artigos citados anteriormente, quanto às soluções para a melhoria da qualidade de potência do DFIG, sob condições de desbalanço e distorção da tensão da rede e presença de cargas não-lineares, o presente trabalho utiliza uma solução com base na estratégia de controle. Ou seja, é aplicada uma estratégia de controle ao GSC para a compensação dos harmônicos de corrente da rede elétrica provenientes do estator do DFIG e cargas não-lineares, além de regular a tensão do elo CC do *back-to-back*.

1.2 Conversores de Dois Braços (2B)

Hodiernamente, existe uma quantidade elevada de topologias de conversores trifásicos. Em Singh *et al.* (2004), é feito um levantamento generalista, quanto às topologias, sobre os conversores trifásicos empregados em aplicações industriais e sistemas *smart grids*, que permitem a melhora da qualidade de energia. A Figura 3 sintetiza a classificação dos conversores

trifásicos quanto à melhoria na qualidade de potência proporcionada por cada um deles.

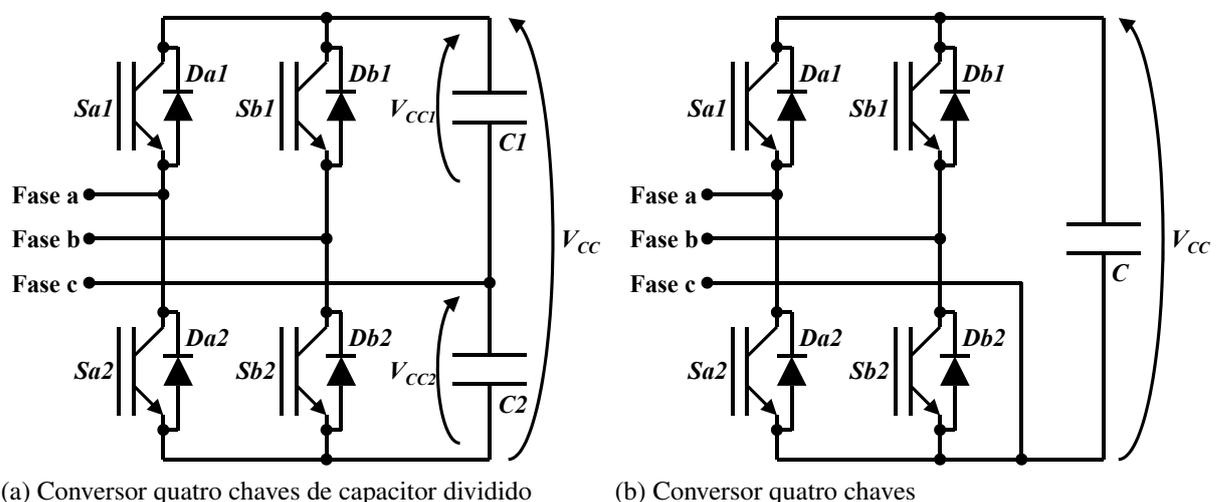
Figura 3 – Classificação base dos conversores trifásicos para melhoramento da qualidade de potência



Fonte: Singh *et al.* (2004).

A Figura 4(a) mostra uma estrutura bidirecional *boost* de dois níveis com quatro chaves que pode ser utilizada para fins de filtragem de harmônicos (SINGH *et al.*, 2007; HSAN *et al.*, 2013). A Figura 4(b) mostra uma estrutura similar a da Figura 4(a), também utilizada para fins de filtragem harmônica (WU *et al.*, 2007; KLIMA *et al.*, 2009; LAURINDO *et al.*, 2011; ARANI *et al.*, 2012). Tais estruturas são de interesse deste trabalho para operação como conversores do lado da rede, GSC. Contudo, apenas a estrutura da Figura 4(a) é tratada neste trabalho, juntamente com as estruturas da Figura 5.

Figura 4 – Conversores trifásicos de dois níveis e dois braços a três fios



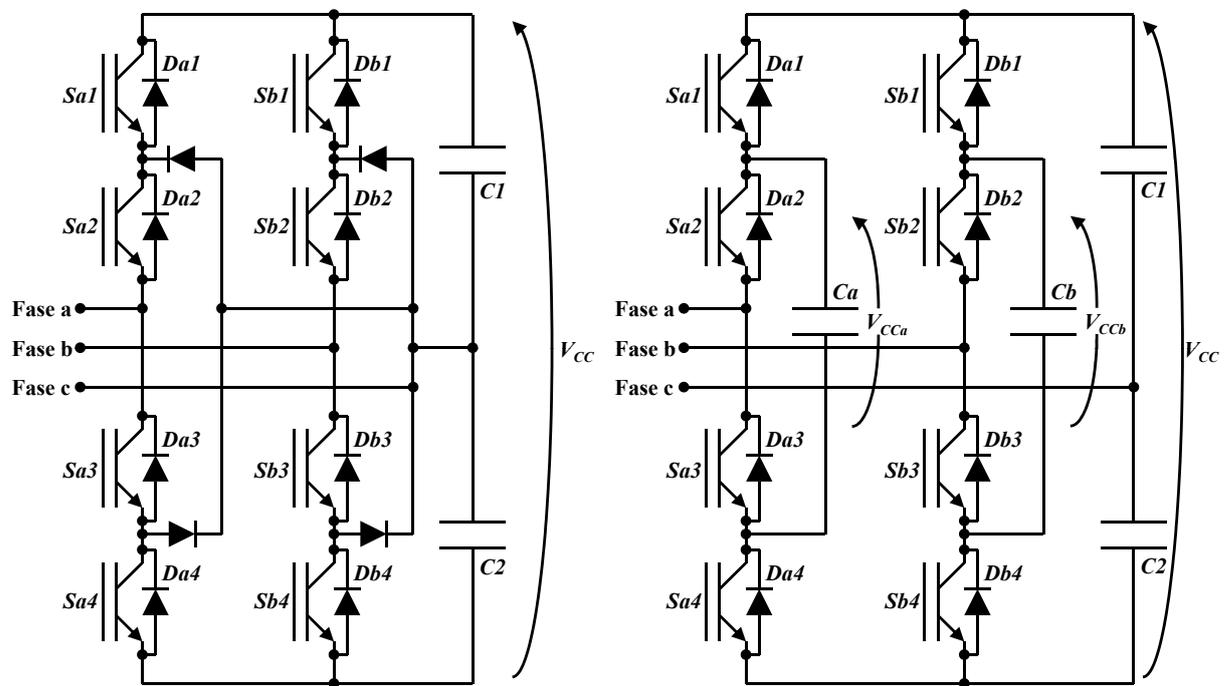
(a) Conversor quatro chaves de capacitor dividido

(b) Conversor quatro chaves

Fonte: adaptada de Hsan *et al.* (2013) e Wu *et al.* (2007).

A topologia de conversor com ponto neutro grampeado, *Neutral-Point-Clamped* (NPC), foi introduzida por Nabae *et al.* (1981). Em 1992, uma topologia modificada a partir do NPC foi proposta em Meynard e Foch (1992). Tal estrutura utilizava capacitores flutuantes, *flying capacitors* (FC), no lugar dos diodos de grampeamento do NPC convencional. Essas topologias são analisadas, para fins de filtragem harmônica, com a modificação de suas estruturas de três braços para apenas dois braços, conforme ilustrado na Figura 5, para o NPC e para o *flying capacitors* (LIN; WEI, 2003; LIN *et al.*, 2004; LIN; WEI, 2004a; LIN; WEI, 2004b; LIN; WEI, 2004c; LIN; HUANG, 2005; LIN *et al.*, 2005; LIN *et al.*, 2006).

Figura 5 – Conversores NPCs trifásicos de três níveis e dois braços a três fios



(a) Conversor NPC trifásico dois braços (NPC-2B)

(b) Conversor FC trifásico dois braços (FC-2B)

Fonte: adaptada de Lin e Wei (2003) e Lin *et al.* (2005).

As estruturas apresentadas nas Figuras 4(a) e 5 são o foco de estudo deste trabalho. O desempenho positivo destas estruturas como apenas filtros ativos, apresentado nas referências citadas anteriormente, motivou o interesse de avaliá-las como conversores do lado da rede, GSC. Agindo como GSC e filtros ativos, tais estruturas são comparadas com suas versões de três braços, já consagradas para aplicações em *wind energy conversion* (WEC). A seguir, é feito um levantamento do estado tecnológico, em termos de máquinas usadas; conversores usados e suas configurações; e tecnologias semicondutoras empregadas na construção dos conversores.

1.3 Sistemas de Conversão de Energia Eólica

O aerogerador usado nos estudos apresentados neste trabalho é do tipo III (YANG, 2015), Figura 1. Contudo, vale ressaltar algumas observações quanto ao cenário atual dos tipos de máquinas empregadas nos aerogeradores bem como os conversores utilizados para o controle das potências processadas por tais máquinas.

Atualmente, há uma enorme variedade de potências nominais de máquinas elétricas empregadas nos sistemas de conversão de energia eólica, WEC. As WECs de pequeno porte (até 2 kW), são comuns em aplicações remotas ou que demandam baixa potência, WECs de médio porte (de 2 kW a 100 kW), são comuns para localidades com poucas residências e WECs de grande porte (acima de 100 kW), são destinadas para sistemas que visam geração distribuída ou suporte operacional para grandes centros de potência (MOHAMMAD *et al.*, 2014).

Com base em Kim e Lu (2010), os aerogeradores podem ser classificados quanto a sua capacidade de operação sob a dinâmica dos ventos, sendo de velocidade fixa ou variável. Para as turbinas de velocidade fixa, a máquina de indução de rotor curto-circuitado, *Squirrel-Cage Induction Generator* (SCIG), tem sido a principal representante.

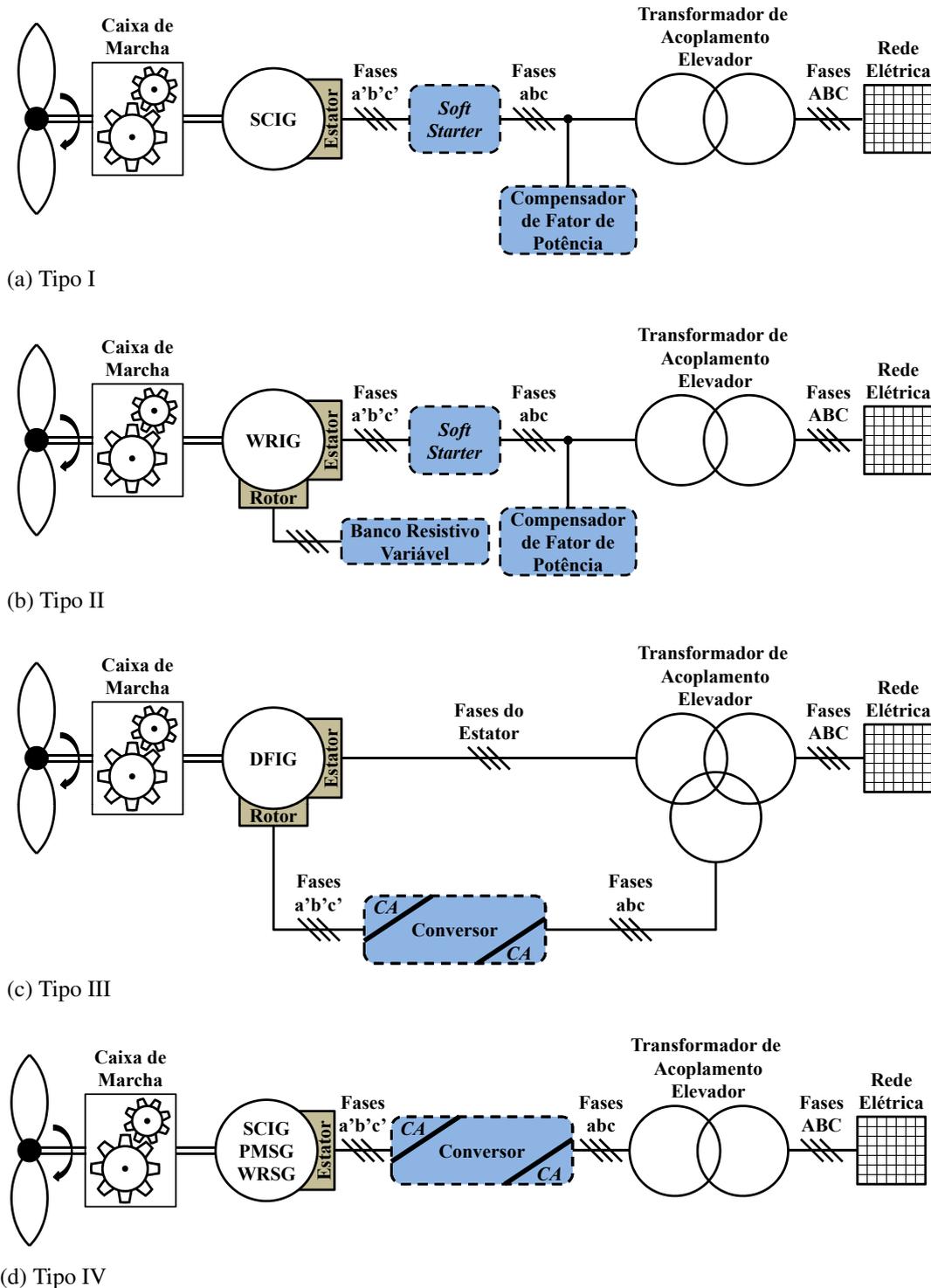
Os SCIGs dominaram o mercado até 2003, sendo superados pelo DFIG, que representa 85% das máquinas usadas em turbinas de velocidade variável. Em geral, há seis tipos de máquinas empregadas em aerogeradores, que estão presentes no mercado e no campo das pesquisas: SCIG (cuja participação no mercado está caindo), *Wound Rotor Synchronous Generator* (WRSG), PMSG, DFIG, *Brushless Doubly Fed Induction Generator* (BDFIG) e *Brushless Doubly Fed Reluctance Generator* (BDFRG) (KIM; LU, 2010).

Em turbinas de velocidade variável, o WRSG e o DFIG ocupam as primeiras posições em uso no mercado por conta do tempo de maturidade técnica adquirida pelos pesquisadores sobre as mesmas, seguidas pelo PMSG. Em termos de tendências futuras, as máquinas BDFIG e BDFRG têm sido o foco de pesquisas mais recentes por permitirem contornar a principal desvantagem do DFIG que é a existência de escovas e anéis deslizantes. Os BDFIG e BDFRG poderão impulsionar a geração eólica *offshore* (KIM; LU, 2010), que representou uma capacidade global cumulativa de 4.494,3 MW em 2014 (GWEC, 2014).

A Figura 6 mostra quatro classificações de aerogeradores, consideradas padrões em sistemas WEC (CAMM *et al.*, 2009; YANG, 2015; YARAMASU *et al.*, 2015).

As escovas e anéis coletores são uma das maiores desvantagens do DFIG e o que o inviabiliza para aplicações *offshore*. O DFIG apresenta dificuldades quanto a implementação de

Figura 6 – Configurações padrões e usuais de sistemas WEC



Fonte: adaptada de Camm *et al.* (2009) e Yaramasu *et al.* (2015).

esquemas de proteção e controlabilidade em casos de falta no sistema elétrico (BLAABJERG *et al.*, 2011; BLAABJERG *et al.*, 2012). Contudo, há uma vasta literatura acadêmica sobre soluções, bem como o estudo sobre o comportamento do DFIG sob uma condição de falta na rede (SUJOD; ERLICH, 2013b; LEON *et al.*, 2012).

Assim como as máquinas aplicadas em WECs, o uso e as pesquisas, quanto às

estratégias de controle e estruturas de potência, sobre os conversores também têm crescido. Os conversores aplicados às turbinas de velocidade variável, sejam eles com capacidade nominal plena ou parcial em relação à potência nominal da máquina, podem ser classificados em: conversores *back-to-back* dois níveis, *back-to-back* multiníveis e matriciais (KIM; LU, 2010).

De maneira geral, os conversores controlados empregados tanto nos aerogeradores tipo III quanto IV seguem, basicamente, os mesmos princípios de ação em suas operações. O conversor do lado da máquina deve controlar a corrente, tensão e frequência variáveis, ao passo que o conversor do lado da rede deve apresentar controles rápidos para os níveis de potência ativa e reativa exigidos pela rede elétrica e pelo próprio sistema WEC. O GSC também pode atuar na melhoria da qualidade de energia entregue pela WEC (BLAABJERG *et al.*, 2011; BLAABJERG *et al.*, 2012).

Os conversores *back-to-back* de dois níveis e multiníveis possuem os estágios de conversão CA-CC-CA², enquanto os conversores matriciais possuem apenas o estágio CA-CA. Um apanhado extenso e detalhado, publicado em 2015, mostra diversas ramificações e subdivisões para os conversores empregados em WECs. As estruturas *back-to-back* podem ser expandidas para variações não totalmente controladas, nas quais o conversor do lado do aerogerador é apenas um retificador não controlado, ou variações empregadas para aerogeradores multifases (YARAMASU *et al.*, 2015).

O esquema de interconexão de conversores com um barramento CC compartilhado conectando dois sistemas CAs, cujos níveis de tensão e/ou frequência podem ser diferentes, é conhecido de uma maneira geral como *back-to-back*. Nesse esquema, uma vasta literatura técnica e acadêmica tem difundido uma enorme variedade de conversores que se diferenciam não só na estratégia de controle utilizada como também no diagrama de potência implementado (BAROUDI *et al.*, 2005; YARAMASU *et al.*, 2015).

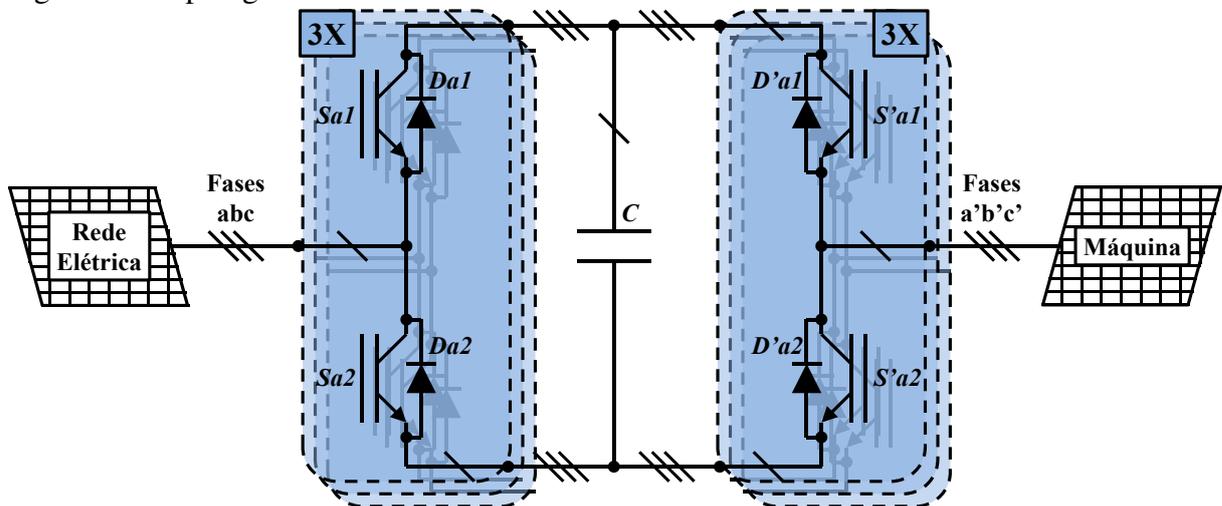
O conversor *back-to-back* totalmente controlado de dois níveis, Figura 7, é a estrutura trifásica mais difundida dentre os conversores empregados em turbinas de velocidade variável (KIM; LU, 2010; BLAABJERG *et al.*, 2011; BLAABJERG *et al.*, 2012). Sendo comum em baixa tensão, os fabricantes de conversores *back-to-back* de dois níveis disponibilizam versões em 575 V e 690 V, com *Insulated Gate Bipolar Transistors* (IGBT) de baixa tensão. Para os aerogeradores do tipo IV, com capacidade nominal abaixo de 750 kW, esse tipo de conversor possui 90% de presença no mercado. Os *back-to-back* de dois níveis operam em uma faixa de

² Corrente alternada (CA).

frequência de 1 kHz à 3 kHz a fim de minimizar suas perdas por chaveamento e aumentar sua densidade de potência (YARAMASU *et al.*, 2015).

Além de ser a topologia mais usada, o *back-to-back* é um dos conversores de menor custo por usar menos chaves semicondutoras na sua construção e precisar apenas de um capacitor (KIM; LU, 2010; YARAMASU *et al.*, 2015; BLAABJERG *et al.*, 2011; BLAABJERG *et al.*, 2012). Sem o acoplamento CC entre o retificador e o inversor, transitórios na operação do aerogerador poderiam se refletir na rede (YARAMASU *et al.*, 2015). As estratégias de controle empregadas nesse tipo de conversor geralmente são simples e fáceis de serem implementadas na prática (KIM; LU, 2010).

Figura 7 – Topologia *back-to-back* trifásica de dois níveis



Fonte: adaptada de Kim e Lu (2010), Blaabjerg *et al.* (2011) e Blaabjerg *et al.* (2012).

A aplicação do *back-to-back* em sistemas de alta tensão, para uma mesma potência ou acima, acaba encarecendo o seu projeto pelo fato de necessitar de um capacitor e chaves de maiores capacidades de tensão e/ou potência. Para sistemas de alta tensão, geralmente se utiliza um transformador abaixador de acoplamento para conectar o conversor (KIM; LU, 2010; YARAMASU *et al.*, 2015). A injeção de conteúdo harmônico de alta ordem e as perdas por chaveamento são características negativas do *back-to-back* (KIM; LU, 2010; BLAABJERG *et al.*, 2011). O capacitor também compromete negativamente o tempo e o custo de manutenção do *back-to-back*, sendo o componente menos robusto e o primeiro a ser trocado em casos de manutenção (KIM; LU, 2010).

Os conversores multiníveis seguem o mesmo arranjo dos *back-to-back* de dois níveis. A diferença desses tipos de conversores está no fato deles utilizarem mais chaves, aumentando a quantidade de níveis da tensão de saída (KIM; LU, 2010). Os multiníveis

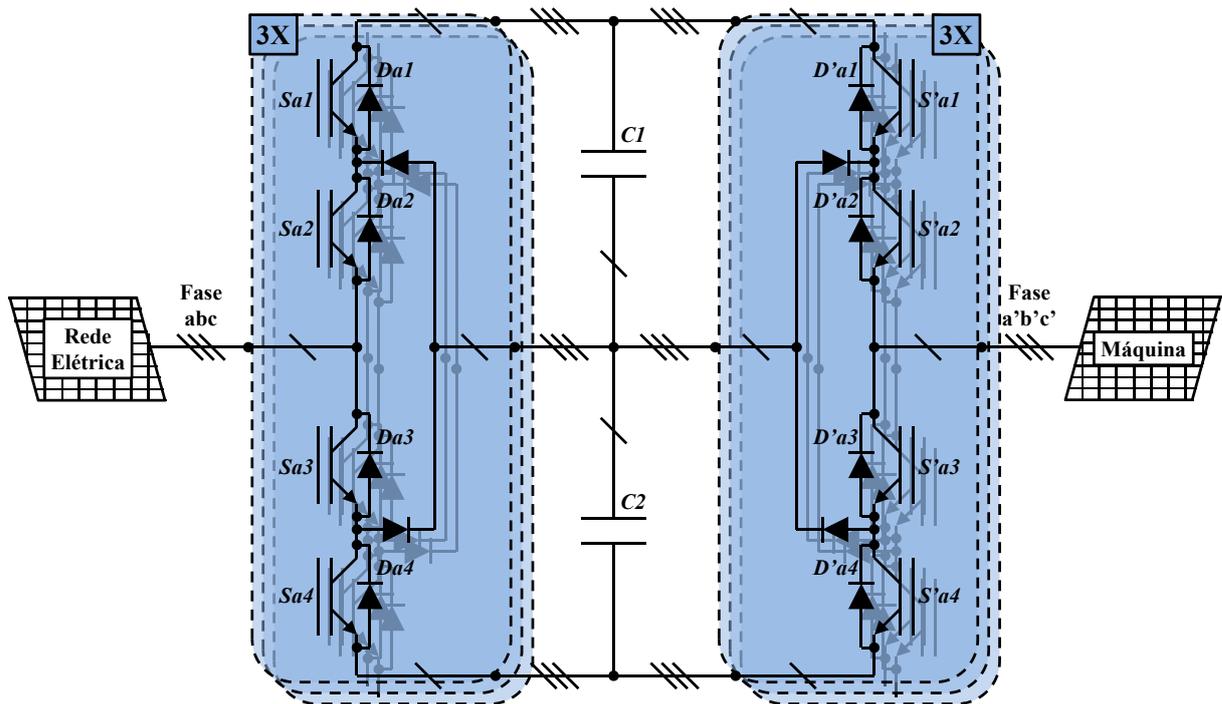
podem ser empregados em sistemas elétricos com maior nível de tensão, sem necessitar de transformadores de acoplamento, e em máquinas de maior capacidade nominal de potência (BLAABJERG; MA, 2013). Além disso, os problemas quanto a injeção de harmônicos no sistema elétrico, por conta do chaveamento, podem ser minimizados quanto maior for a quantidade de níveis (KIM; LU, 2010). Estudos sobre os projetos de turbinas para média tensão mostram que os custos de produção de energia podem ser reduzidos de 2% para 4% em relação a baixa tensão. Estes fatos motivam os fabricantes de turbinas a se dedicarem em turbinas para alta tensão, com potência acima de 3 MW, impulsionando o uso de conversores multiníveis (YARAMASU *et al.*, 2015; BLAABJERG *et al.*, 2011; BLAABJERG *et al.*, 2012).

As topologias multiníveis permitem às chaves operarem com tensões de bloqueio menores, em relação aos conversores de dois níveis, permitindo o *back-to-back* processar mais potência. Ou seja, as perdas por condução são menores nessas estruturas, cerca de 25% menor do que os de dois níveis (KIM; LU, 2010). A topologia básica mais usual em aerogeradores é a NPC, Figura 8 (BLAABJERG *et al.*, 2011; BLAABJERG *et al.*, 2012). Da estrutura NPC surgiram várias outras topologias com configurações similares, como o *flying capacitor*, Figura 9, e o *active NPC* (ANPC), Figura 10. Há, também, variações do NPC quanto a associação dos diodos de grampeamento, que permitem empregar o NPC com mais níveis de tensão de saída sem necessitar de diodos com maior capacidade de tensão de bloqueio (YUAN; BARBI, 1999a; YUAN; BARBI, 2000a). Outras estruturas, como o *half bridge (H-bridge)*, Figura 11, e suas generalizações cascadeadas, também têm sido objeto de estudo pelos pesquisadores (KIM; LU, 2010).

O NPC é largamente estudado para aplicação em aerogeradores tipo IV, com modelos comerciais disponibilizados pela *ABB*, com chaves modulares *Integrated Gate-Commutated Thyristors* (IGCT), e a *Converteam* e *Ingteam*, com chaves modulares IGBT. Turbinas eólicas de MW da *Areva*, *Shandong*, *XEMC-Darwind* e *Zephyros*, têm utilizado conversores NPC para modelos com PMSG. Contudo, a topologia NPC pode ser empregada também para as máquinas SCIG (projeto proposto *Condor6*), WRSG e DFIG (modelos comerciais da *Acciona*, *China Creative Wind Energy CCWE* e *Senvion*) (YARAMASU *et al.*, 2015).

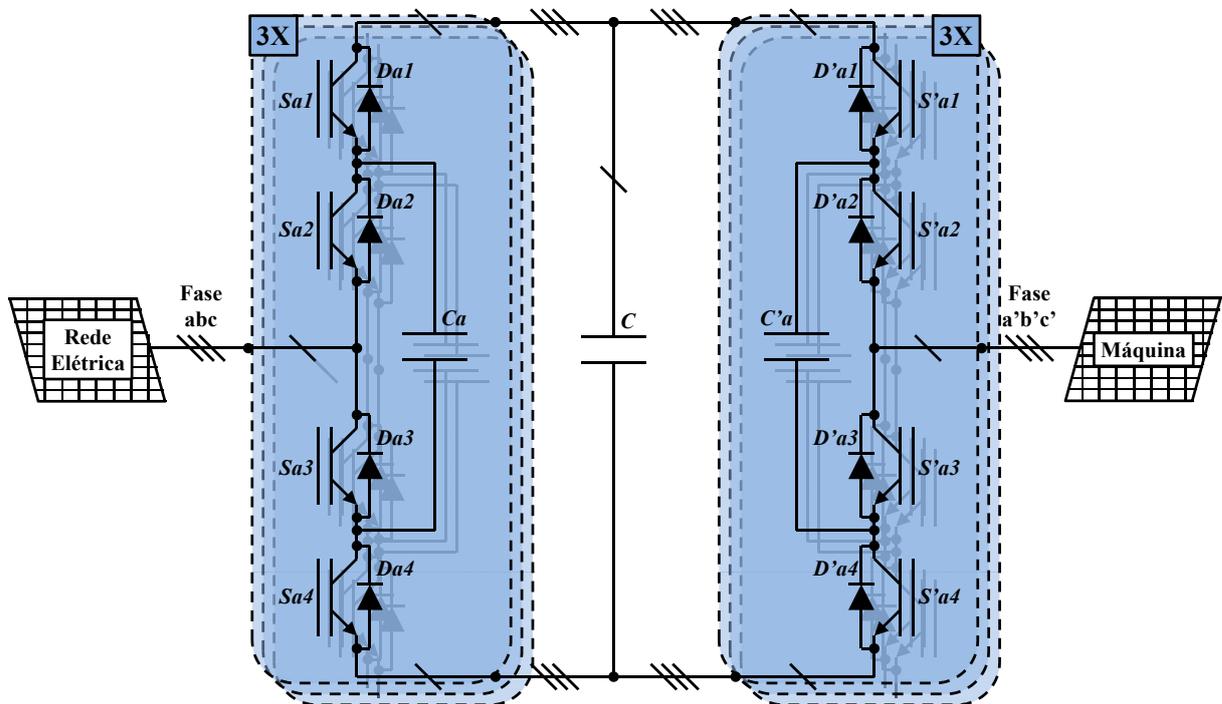
A Figura 10 ilustra apenas uma comparação entre os braços do NPC e o ANPC, este último sendo criado com o intuito de contornar a maior desvantagem do NPC. A principal desvantagem do NPC está na condução desigual entre suas chaves o que, por sua vez, leva a uma limitação de sua capacidade nominal. O ANPC possui chaves no lugar dos diodos de

Figura 8 – Topologia NPC *back-to-back* trifásica de três níveis



Fonte: adaptada de Blaabjerg *et al.* (2011) e Blaabjerg *et al.* (2012).

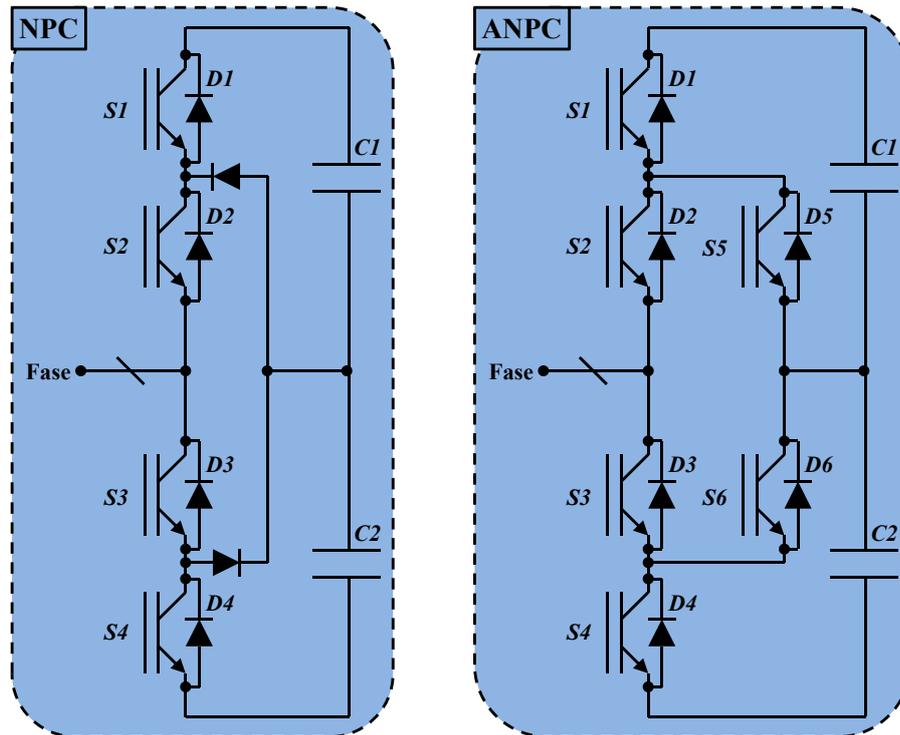
Figura 9 – Topologia NPC-*flying capacitor* *back-to-back* trifásica de três níveis



Fonte: adaptada de Lin *et al.* (2005).

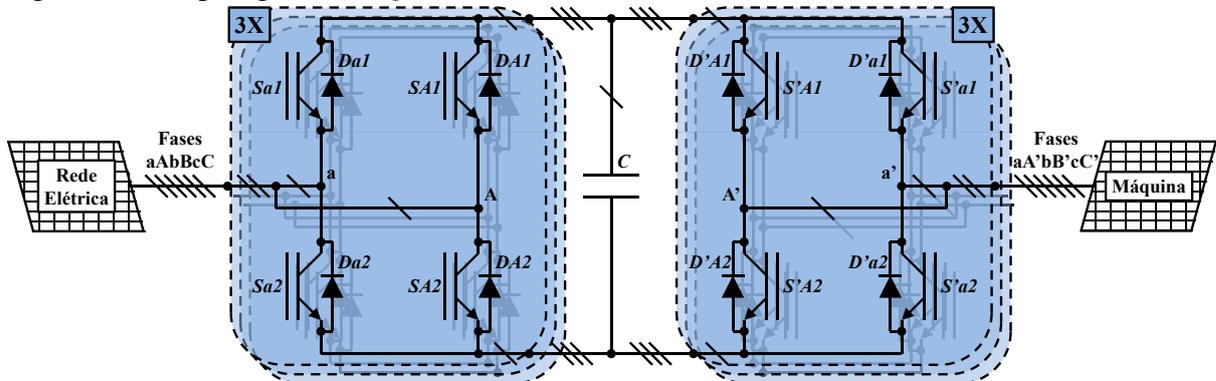
grampeamento que permitem estabelecer um equilíbrio nas perdas por condução entre as chaves. Com isso, os ANPCs podem processar uma potência adicional, em relação aos NPCs, de 14% (KIM; LU, 2010; BLAABJERG; MA, 2013; BLAABJERG *et al.*, 2011; BLAABJERG *et al.*, 2012). Um ANPC de três níveis pode sintetizar 32% de potência adicional (até 7,12 MW) e

Figura 10 – Comparação entre os braços da topologia NPC e ANPC



Fonte: adaptada de Kim e Lu (2010).

Figura 11 – Topologia *H-bridge back-to-back* trifásica de três níveis



Fonte: adaptada de Blaabjerg *et al.* (2011) e Blaabjerg *et al.* (2012).

57% de frequência adicional (1650 Hz) em comparação com o NPC de três níveis, sob mesmas condições de operação. Esta operação, com a frequência de chaveamento superior ao NPC, pode permitir o ANPC reduzir seu conteúdo harmônico, devido ao chaveamento, em relação ao NPC. Também existem estudos voltados para a comutação suave do NPC, minimizando os *spikes* de tensão ou corrente sobre as chaves e garantido-lhes uma operação mais eficiente (YUAN; BARBI, 1998; YUAN *et al.*, 1999; YUAN *et al.*, 1999a; YUAN; BARBI, 1999b; YUAN *et al.*, 2000; YUAN; BARBI, 2002).

De uma maneira geral, as maiores desvantagens dos conversores *back-to-back* multiníveis, em relação aos de dois níveis, estão no seu custo superior atrelado a quantidade de

chaves e elementos passivos utilizados em suas construções; e a complexidade no projeto e implementação de seu circuito de potência, bem como de controle (KIM; LU, 2010). O *flying capacitor*, apesar da quantidade superior de capacitores, é uma topologia que permite simplificar o controle quanto ao balanceamento das tensões sobre o barramento dividido, ao contrário do NPC e ANPC. Além disso, o fluxo de potência entre as chaves fica mais equilibrado no *flying capacitor*. Contudo, um circuito de pré-carga se torna necessário, somando-se ao custo dos capacitores e pesando no seu investimento. O sensoriamento dos elementos capacitivos, bem como a necessidade de chaveá-los com frequência elevada, dificultam a implementação prática deste conversor em aerogeradores. Esta topologia ainda se limita a algumas aplicações industriais em média tensão (YARAMASU *et al.*, 2015; YUAN *et al.*, 1999b; YUANG *et al.*, 2001).

Contudo, alguns trabalhos têm buscado viabilizar o uso da topologia *flying capacitor* para aplicações de alta potência, através de métodos de chaveamento com tensão zero, *Zero-Voltage Switching (ZVS)*. Tais métodos, possibilitam o conversor de capacitores flutuantes operar com perdas reduzidas e aumento na frequência de comutação das chaves com o auxílio de circuitos extras, sem requerer aumento na complexidade do controle. Essas soluções permitem empregar o *flying capacitor* em *drives* de alta velocidade e filtros ativos (YUAN; BARBI, 1999c; YUAN; BARBI, 2000b).

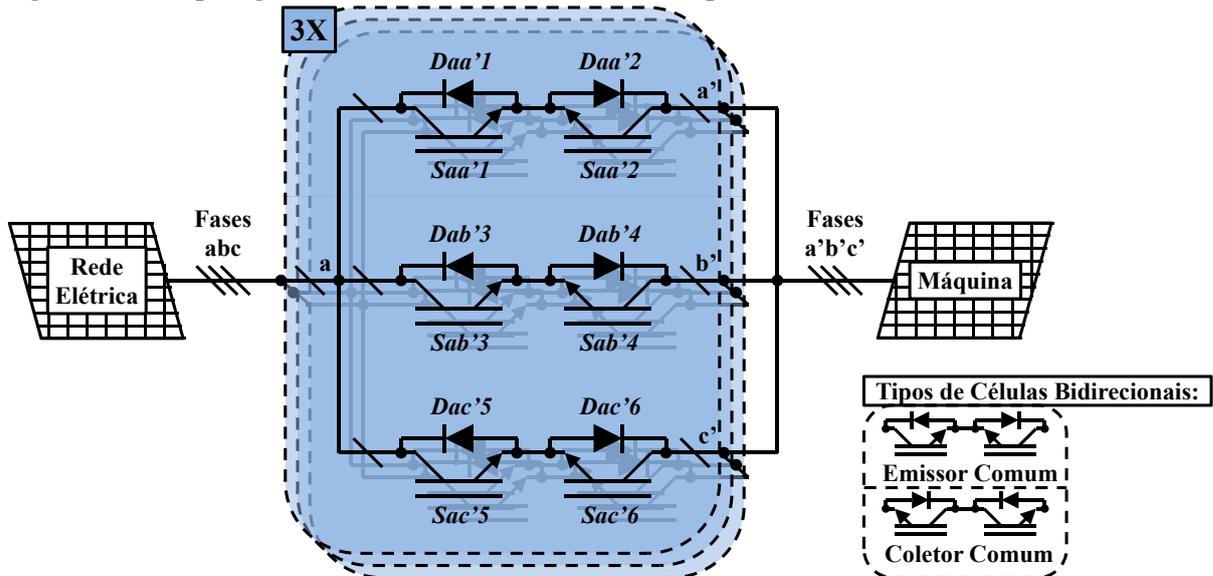
Variações de conversores *H-bridge back-to-back*, com mais braços por fase, que se utilizam de um elo CC comum, similar a Figura 11, são utilizadas em aerogeradores tipo III e IV de baixa tensão, como na turbina *Enercon E-126*. Tais estruturas aumentam a eficiência energética bem como a confiabilidade, pois, na condição de falha de um dos braços, os outros podem permitir a continuidade da operação do sistema, mas com capacidade limitada. Além disso, é possível reduzir os braços paralelos por fase quando a máquina opera em baixa rotação, aumentando a eficiência do conversor (YARAMASU *et al.*, 2015).

Os conversores matriciais, Figura 12, são o tipo de topologia mais recente proposta para ser empregada em aerogeradores. Como pode ser visto na Figura 12, a ausência do capacitor constitui uma das principais vantagens desse tipo de conversor quanto ao seu preço. A Figura 12 mostra, também, que a quantidade de chaves é inferior às topologias multiníveis de três níveis, o que acaba diminuindo ainda mais o custo do conversor matricial em relação às estruturas apresentadas anteriormente (KIM; LU, 2010).

O tamanho reduzido e o tempo de manutenção ampliado acabam sendo outras vantagens atreladas à ausência do capacitor e que contribuem para a redução do custo do

conversor matricial (KIM; LU, 2010). Os conversores matriciais apresentam menos perdas por chaveamento e menos injeção de conteúdo harmônico do que os conversores *back-to-back* de dois níveis. A falta do estágio CC na conversão permite o conversor matricial ter uma resposta dinâmica rápida frente às oscilações do vento, sob uma tensão da rede elétrica estável (BAROUDI *et al.*, 2005).

Figura 12 – Topologia de conversor matricial trifásico para baixa tensão



Fonte: adaptada de Yaramasu *et al.* (2015).

A ausência de um elo CC separando dois sistemas CAs, que podem diferir em amplitude e frequência, acaba tornando o conversor matricial bastante sensível aos distúrbios na tensão de entrada do sistema elétrico. A falta de um elemento armazenador de energia implica em uma tensão de saída limitada até 86% do nível da tensão de entrada. O conversor matricial apresenta maiores perdas por condução e as chaves semicondutoras, empregadas na sua construção, são de custo elevado. Ou seja, serviços de manutenção que requeiram a troca de uma ou mais chaves acabam sendo mais onerosos para o caso dos conversores matriciais do que para os outros tipos de topologias (KIM; LU, 2010).

Os conversores matriciais podem disponibilizar uma maior faixa de tensão e frequência variável na saída do que os cicloconversores. Contudo, sua resposta dinâmica rápida, ideal para sistemas eólicos com grandes variações do vento, pode implicar negativamente se a estratégia de controle não for bem elaborada, essa situação se agrava se os distúrbios elétricos ocorrerem tanto do lado da máquina quanto da rede. Mesmo assim, é notável o seu potencial para aplicações eólicas *offshore*, devido a ausência do capacitor (YARAMASU *et al.*, 2015).

A Tabela 2 mostra um apanhado de dispositivos semicondutores de silício de po-

tência disponíveis no mercado e aplicados em sistemas WECs. Os módulos IGBT são os mais utilizados, sendo as tecnologias IGBT *press-pack* e IGCT *press-pack* ainda em fase de pesquisas. Os dispositivos baseados em carboneto de silício, *silicon carbide* (SiC), também são mencionados como dispositivos de potência com potencial para aplicações em WECs (BLAABJERG; MA, 2013). Em Shukla *et al.* (2010), ainda é citado a possibilidade do uso de *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET) para aplicações eólicas.

Tabela 2 – Dispositivos semicondutores de potência baseados em silício aplicados em sistemas WECs

Características	Módulo IGBT	IGBT <i>press-pack</i>	IGCT <i>press-pack</i>	Módulo SiC MOSFET
Densidade de potência	baixa	alta	alta	baixa
Confiabilidade	moderada	alta	alta	desconhecida
Custo	moderada	alta	alta	alta
Modo de falha	circuito aberto	curto-circuito	curto-circuito	circuito aberto
Fácil manutenção	sim	não	não	sim
Isolamento do dissipador	sim	não	não	sim
Necessidade de <i>Snubber</i>	não	não	sim	não
Resistência térmica	alta	baixa	baixa	moderada
Perdas por chaveamento	baixo	moderado	moderado	baixo
Perdas por condução	moderado	moderado	moderado	alto
<i>Gate driver</i>	moderado	moderado	alto	baixo
Maiores fabricantes	<i>Infineon, Semikron, Mitsubishi, ABB e Fuji</i>	<i>Westcode e ABB</i>	<i>ABB</i>	<i>Cree, Rohm e Mitsubishi</i>
Tensões médias nominais	3,3 kV/4,5 kV/6,5 kV	2,5 kV/4,5 kV	4,5 kV/6,5 kV/10 kV	1,2 kV/10 kV
Correntes máximas nominais	1,5 kA/1,2 kA/750 A	2,3 kA/2,4 kA	3,6 kA/3,8 kA/2 kA	180 A/120 A

Fonte: Blaabjerg e Ma (2013).

Pela Tabela 2, percebe-se que o SiC precisa ainda de um avanço muito grande, pois, mesmo trazendo-o para um custo próximo dos módulos IGBT, suas desvantagens operacionais são muitas, além de uma confiabilidade desconhecida. A aplicação do SiC para WECs de pequeno porte talvez seja mais possível devido sua capacidade de operar em elevados níveis de tensão. Entretanto, isso iria contra a tendência de turbinas eólicas de maior capacidade de

potência apresentada em Blaabjerg e Ma (2013).

Os módulos IGBT ainda têm muitas vantagens que os tornam extremamente concorrentes. Se fosse possível comparar os *press-pack* IGBT e IGCT com os módulos IGBT em uma mesma faixa de preços, a concorrência entre essas tecnologias ainda ficaria acirrada. O *press-pack* IGCT possui a necessidade de um amplificador de potência grande, de uma manutenção fácil e isolamento do dissipador. Todavia, para aplicações de alta potência em alta tensão, sem a necessidade de um transformador de acoplamento possibilitando o uso de conversores mais simples (*back-to-back* de dois níveis, por exemplo), o *press-pack* IGCT seria preferível. Em todos os casos de turbinas de MW, independente da estrutura do conversor utilizado, o *press-pack* IGBT é uma opção intermediária.

1.4 Serviços Ancilares

A penetração de fontes de energia renovável e intermitente, como a eólica, em sistemas de geração distribuída, tem aumentado a obrigatoriedade de serviços ancilares por parte dos sistemas de aerogeração. Os serviços ancilares são funcionalidades do sistema elétrico, provenientes de usuários conectados ao mesmo, que garantem a operação da transmissão ou distribuição de energia, frente a condições normais ou com distúrbios. Tais serviços são inúmeros e muitos já são normatizados em diversos países, como controle de frequência, controle de suporte a tensão, reserva girante, reserva permanente, *black start*, controle de geração automática remoto, compensação de perdas na rede e ação de controle emergencial (KOTSAMPOPOULOS *et al.*, 2013).

Como mencionado anteriormente, plantas eólicas modernas têm inserido funções adicionais de serviços ancilares às suas unidades aerogeradoras (BLAABJERG; MA, 2013). Estes serviços trazem mais vantagens e interesses para a implementação de aerogeradores em sistemas de geração distribuída, a fim de garantir não só uma fonte extra de energia, mas também um usuário do sistema capaz de garantir manutenção da estabilidade da rede elétrica.

Desbalanços entre a potência fornecida e a consumida podem implicar em variações na frequência do sistema, prejudicando tanto a operação do sistema, em manter os fluxos de potência estáveis, quanto os usuários consumidores e fornecedores (aerogeradores, por exemplo). Nesse sentido, o controle de frequência pode ser desempenhado tanto pelos operadores dos sistemas de transmissão e distribuição quanto pelo operador do sistema independente (parques eólicos). Assim, o fornecimento de uma potência mais constante, sem muita oscilação em torno

de uma referência de ajuste, dita a qualidade da energia fornecida pelo aerogerador quanto as oscilações de frequência (PIRBAZARI, 2010).

O controle de tensão é um serviço ancilar importante não só em condições normais mas, também, em situações de emergência. Durante desbalanços de potência gerada e consumida, usuários, como os aerogeradores, podem agir aumentando ou reduzindo a potência reativa e, com isso, maximizando a potência ativa transferida e mantendo o nível da tensão dentro de limites aceitáveis, durante oscilações que levem a sobretensão ou subtensão. Outros serviços, como reserva girante (ou *spinning reserve*), reserva permanente e *black start* (este último mencionado anteriormente), auxiliam em caráter normal (entrada e saída de grandes potências de carga) ou emergencial (situações de faltas como *blackouts*), mantendo a operação normal do sistema elétrico para os usuários o mais rápido possível, após a ocorrência de uma demanda elevada de potência tal como uma falta ou sobrecarga (PIRBAZARI, 2010).

Os serviços como controle de geração automática remoto (que visa controlar, remotamente, a frequência da potência fornecida por alguma unidade de geração), compensação de perdas na rede (o operador do sistema compensa por conta própria as perdas na transmissão de energia entre o fornecedor e o consumidor ou pela contratação de outros fornecedores mais próximos dos consumidores) e ação de controle emergencial (uso de equipamentos especiais dedicados a manutenção e segurança da estabilidade do sistema elétrico) são mais voltados para estratégias de controle/gestão da rede elétrica e uso de equipamentos adicionais com funções dedicadas (PIRBAZARI, 2010). Tais serviços também são interessantes para aplicação conjunta com aerogeradores.

Os serviços ancilares, ou *ancillary services*, trata-se de assunto bastante presente em trabalhos recentes, principalmente quando abordado sob a ótica da geração distribuída. Neste contexto, os aerogeradores têm sido alvo de análises e estudos quanto a sua capacidade de prover serviços ancilares ao sistema elétrico em que estão conectados ou em situações em que os mesmos ficam ilhados suprindo potência para cargas conectadas a eles. Sendo assim, a compensação de harmônicos pelo conversor do lado da rede do aerogerador, tratada por trabalhos citados anteriormente, também tem sido considerada como um serviço ancilar importante e que se faz obrigatório (JOOS *et al.*, 2000; XU *et al.*, 2007; HESKES *et al.*, 2011).

1.5 Motivação

A proposta deste trabalho sugere usar um sistema baseado em aerogerador do tipo III operando sem transformadores elevadores de acoplamento, conectando o estator do DFIG e o conversor GSC à rede. Tal esquema é adotado por parques eólicos com unidades geradoras próximas à subestação (menos que 5 km) (YARAMASU *et al.*, 2015). Mesmo apresentando um alto conteúdo harmônico, em relação aos multiníveis, um conversor de dois níveis foi selecionado para ser o RSC, amortecendo, desta forma, o impacto das distorções harmônicas provenientes deste conversor pela própria impedância rotor-estator da máquina. Por fim, são adotadas estruturas de dois níveis e multiníveis (NPC e *flying capacitor*) de dois braços, como GSC, atuando como filtro ativo, para fins de análise.

O objetivo da proposta é viabilizar o uso de conversores de dois braços, como GSC e filtro ativo, em sistemas trifilares a fim de reduzir os custos de investimento, operação e manutenção da WEC, motivando a aplicabilidade técnica de tais conversores. No caso do uso de conversores multiníveis, o sistema tende a ficar menos oneroso por permitir o uso de máquinas em alta tensão sem transformadores de acoplamento. Ademais, aliado às vantagens do conversor de dois níveis no RSC, é possível obter uma WEC de baixo custo e com capacidade de compensação de harmônicos.

Os serviços ancilares implementados nesta proposta em análise, visam a compensação de reativos da carga conectada nos terminais do estator do DFIG e a compensação de harmônicos provenientes tanto da carga quanto do estator do DFIG. Essas compensações são feitas pelo GSC e não pelo rotor do DFIG, cuja referência de injeção de potência reativa é mantida em zero. A possibilidade de implementar o GSC do DFIG como um filtro ativo trifásico com apenas dois braços chaveados para a compensação de harmônicos e reativos, permite vislumbrar uma redução dos custos totais de projetos modernos de turbinas do tipo III, que conciliam os conceitos de serviços ancilares considerados obrigatórios em sistemas de geração distribuída.

A ideia de se utilizar o sistema proposto, é analisar a viabilidade técnica de conversores trifásicos que utilizam apenas dois braços, para o processamento ativo da potência, em relação aos conversores de três braços. As topologias analisadas, apresentadas nas Figuras 4(a) e 5, são comparadas com suas respectivas versões consagradas de três braços.

Resultados de simulação, obtidos via *software* PSCAD/EMTDC, foram utilizados com o intuito de analisar e comparar as *performances* de operação do GSC ora com topologia de dois braços ora com topologia de três braços. Esses resultados foram obtidos tanto para as

estruturas multiníveis (NPC e *flying capacitor*) quanto para a estrutura de dois níveis. Porém, apenas a estrutura de dois níveis foi implementada experimentalmente para a realização das análises e comparações de *performances* do GSC com topologia de chaves reduzidas e com topologia convencional de três braços. Essa decisão advém do fato de que os conversores de dois níveis ainda são bastante empregados em WECs do tipo III, com potências nominais de até 3 MW, e de fatores materiais disponíveis para a elaboração da bancada experimental em laboratório (dentre eles, a disponibilização de um DFIG de 8 kVA e 380 V). Os resultados experimentais foram obtidos com o auxílio da plataforma *DS1103 PPC Controller Board* programado via *software MATLAB/Simulink*.

Algumas referências já tratam a topologia de dois níveis, Figura 4(a), como uma opção para filtragem de harmônicos (BALA *et al.*, 2004; SINGH *et al.*, 2007; VALOUCH *et al.*, 2014), além de uma opção como *drive* para máquinas de indução (SINGH *et al.*, 2004). Outras referências buscam otimizar o controle de tal estrutura (HSAN *et al.*, 2013) e, até mesmo, empregá-la como opção de inversor de baixo custo para sistemas de energia renovável (LIN; CHEN, 2006).

Nessas referências supracitadas, a estrutura apresentada na Figura 4(a) recebe várias designações. Nesse trabalho, esta topologia será referida como conversor de dois níveis e dois braços (2L-2B). Já as topologias multiníveis da Figura 5 são referidas, aqui, como conversores NPC de dois braços (NPC-2B) e *flying capacitor* de dois braços (FC-2B). A topologia NPC-2B é bem explorada em Lin e Wei (2003), Lin *et al.* (2004), Lin e Wei (2004a), Lin e Wei (2004b) e Lin e Wei (2004c), sendo desenvolvidos estudos sobre sua operação e sua aplicação como filtro ativo. Já a topologia FC-2B é abordada em Lin e Huang (2005), Lin *et al.* (2005) e Lin *et al.* (2006), também para a mesma finalidade de filtragem harmônica.

1.6 Discussão

Este capítulo ratificou o nível de penetração da geração eólica no Brasil bem como seu avanço tecnológico e viabilidade em sistemas de geração distribuída. No que tange o avanço tecnológico, serviu como base para analisar as configurações de aerogeradores em uso e desuso, tipos de máquinas elétricas (avaliando vantagens e desvantagens) e conversores empregados para o controle e processamento da potência sintetizada pelos aerogeradores.

Também foram apresentadas algumas desvantagens quanto a qualidade da potência fornecida pelos aerogeradores devido a presença de harmônicos. Contudo, foi elucidado, através

do levantamento bibliográfico, que tais harmônicos presentes em plantas eólicas eram causados por detalhes construtivos na máquina, oscilação da velocidade do vento na turbina, conversor aplicado no aerogerador, bem como a estratégia de controle empregado no mesmo, condições da tensão do sistema elétrico conectado ao aerogerador e a presença de cargas não lineares conectadas na rede.

Para minimizar o efeito desses harmônicos no aerogerador e na rede elétrica, foram apresentadas algumas soluções, como estratégias de controle de compensação de harmônicos para os conversores das máquinas e equipamentos de filtragem harmônica adicionais. Com isso, foi apresentado o conceito de serviços ancilares e o quão importante eles se fazem, tanto para a viabilidade técnica dos aerogeradores na geração distribuída quanto para a melhoria da qualidade de energia do sistema elétrico.

Diante deste apanhado sobre a geração eólica, foram apresentadas estruturas de conversores trifásicos trifilares a dois braços como opções em substituição às suas versões de três braços, já consagradas na literatura científica. Apenas como inversores de frequência, estas estruturas de dois braços já possuem trabalhos validando-as como filtros para harmônicos e conversores *boost* com desempenhos similares as suas respectivas versões de três braços. Em algumas referências, a topologia 2L-2B é utilizada para o acionamento *stand-alone* de motores de ímã permanente (SU; SUN, 2017; SUN *et al.*, 2007). Para o acionamento de máquinas de indução trifásica, o uso de conversores de dois braços, em configuração *back-to-back*, também tem sido explorado. Em Gi-Taek Kim e Lipo (1996), por exemplo, dois conversores 2L-2B em configuração *back-to-back* são empregados no acionamento de um motor de indução trifásico. Alguns trabalhos mais recentes, de 2017, têm analisado a *performance* da topologia 2L-2B na operação de WECs do tipo III sob condições de desbalanço de tensão da rede e variações na velocidade do vento (IZANLO *et al.*, 2017; NI *et al.*, 2017).

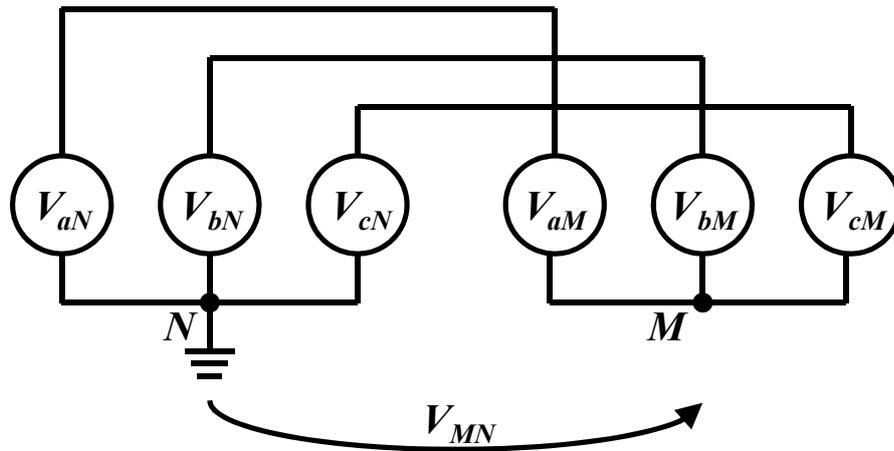
Contudo, este trabalho visa contribuir para os sistemas WECs do tipo III propondo o uso de conversores de dois braços como GSC para operações em regime do aerogerador. Nessa condição, o RSC com topologia de dois níveis e três braços (2L-3B) continua controlando a potência processada pelo DFIG, enquanto o GSC fica responsável por prover serviços ancilares de condicionamento de potência e regulação do barramento CC do *back-to-back* mantendo um fator de potência unitário em seus terminais. Desta forma, o *back-to-back* continua mantendo um certo nível de isolamento aos distúrbios elétricos entre os circuitos da rede e do rotor do DFIG, se comparado com a estrutura abordada em Izanlo *et al.* (2017). Além disso, o GSC com chaves

reduzidas pode prover funções adicionais para o melhoramento da qualidade de energia da WEC ao contrário do que é proposto em Izanlo *et al.* (2017) e Ni *et al.* (2017). Tal configuração seria um meio termo entre os conversores convencionais configurados em *back-to-back* e os conversores matriciais, sendo mais econômico do que os *back-to-backs* convencionais, quanto ao investimento em chaves, e mais seguro do que os matriciais, devido a presença do estágio CC.

Frente aos estudos desenvolvidos no campo da aerogeração, principalmente no que diz respeito a turbina do tipo III, a possibilidade de provar que um conversor de dois braços pode operar com desempenho similar a sua respectiva versão de três braços, permite abrir novas linhas de pesquisa sobre as turbinas baseadas em DFIG. Possibilidades, como garantir um braço reserva com chaves, que atue apenas na condição de falha de uma das chaves em operação, pode permitir o aumento da vida útil do conversor, uma vez que, em condições normais, não haveria a necessidade de manter três braços operando. Existe, também, a possibilidade de destinar o custo devido a um terceiro braço para a implementação de um circuito chaveado de segurança do barramento CC e da máquina, em situações de falta na rede elétrica. Essas, por exemplo, são algumas pesquisas futuras que podem surgir com a comprovação do bom desempenho operacional de estruturas de dois braços para o *back-to-back* do DFIG.

A pesquisa para a elaboração desta tese gerou, durante o seu desenvolvimento, os seguintes artigos publicados em simpósio e revista: Morais *et al.* (2017a), Morais *et al.* (2017b), Morais *et al.* (2017c) e Morais *et al.* (2019).

Figura 14 – Circuito equivalente do 2L-2B com fontes de tensões médias



Fonte: elaborada pelo autor.

devem ser balanceadas. Conseqüentemente, as tensões de fase, a partir dos terminais abc , Figura 13, referidas ao terra, N , também devem ser balanceadas, equação (2.1) (SINGH *et al.*, 2007; HSAN *et al.*, 2013). Com isto, e aplicando a LKT, é possível extrair o sistema de equações (2.2) a partir da Figura 14. Lembrando de $v_{cM} = v_{0M}$.

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 0. \quad (2.1)$$

$$\begin{cases} -V_{aN} + V_{aM} + V_{MN} = 0 \\ -V_{bN} + V_{bM} + V_{MN} = 0 \\ -V_{cN} + V_{0M} + V_{MN} = 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

Somando-se membro a membro as equações em (2.2), e substituindo as tensões de fase referidas ao neutro N em (2.1), tem-se:

$$V_{MN} = -\frac{V_{aM} + V_{bM} + V_{0M}}{3}. \quad (2.3)$$

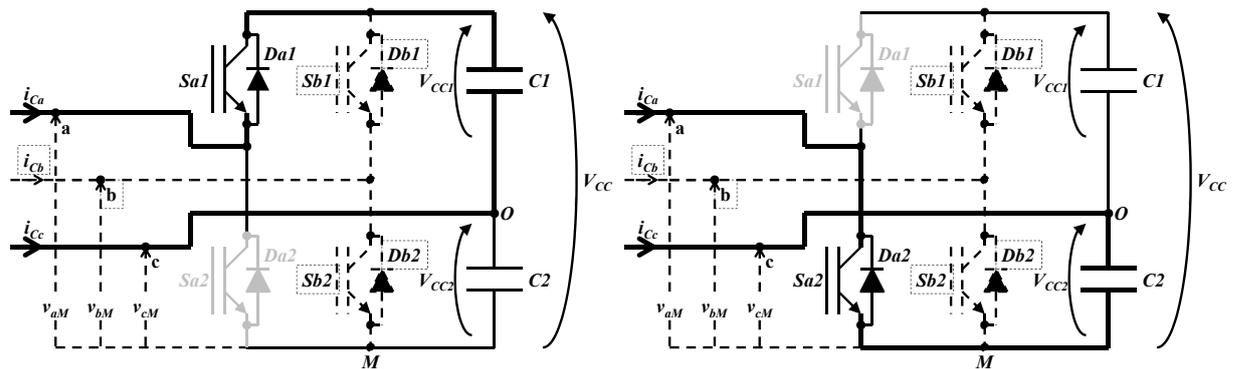
Aplicando a LKT às malhas monofásicas do sistema da Figura 13, o sistema de equações (2.4) pode ser obtido. Nesse sistema de equações são observadas tanto variáveis no domínio de tempo quanto variáveis médias. Contudo, esses valores médios podem descrever valores instantâneos que se repetem periodicamente com base no estado de condução das chaves para cada instante. Ou seja, para cada instante de tempo as chaves do conversor assumem um determinado estado de condução que implica, no caso do conversor de dois níveis, duas possibilidades de tensão. Essas possibilidades de tensão baseiam-se na simetria da estrutura e, conseqüentemente, na combinação das tensões V_{CC1} e V_{CC2} para cada combinação dos estados

de condução das chaves do conversor. No caso do conversor de dois níveis, as tensões possíveis nos terminais do conversor são $V_{CC}/2$ e $-V_{CC}/2$.

$$\begin{cases} v_{SaN} = R \cdot i_{Ca} + L \cdot \frac{di_{Ca}}{dt} + V_{aM} + V_{MN} \\ v_{SbN} = R \cdot i_{Cb} + L \cdot \frac{di_{Cb}}{dt} + V_{bM} + V_{MN} \\ v_{ScN} = R \cdot i_{Cc} + L \cdot \frac{di_{Cc}}{dt} + V_{oM} + V_{MN} \end{cases} \quad (2.4)$$

A Figura 15 detalha os dois estados de operação possíveis do conversor de dois níveis, analisando apenas a fase a . Pode-se notar que S_{a1} e S_{a2} operam de forma complementar, valendo a mesma análise para as chaves do braço conectado a fase b . De forma consideravelmente instantânea, a tensão CC, $V_{CC}/2$ ou $-V_{CC}/2$, é imprimida entre os respectivos terminais a ou b do conversor e o neutro, N . Assim, os valores médios V_{aM} , V_{bM} , V_{oM} e V_{MN} , podem ser empregados nas equações em (2.4), submetendo-os a um condicional relativo ao estado das chaves.

Figura 15 – Estados possíveis de condução das chaves do braço conectado a fase a



(a) $V_{aM} + V_{MN} = V_{CC}/2$: Estado 1 ($E_{Sa} = 1$)

(b) $V_{aM} + V_{MN} = -V_{CC}/2$: Estado 0 ($E_{Sa} = 0$)

Fonte: adaptada de Morais *et al.* (2017c).

Na Figura 15 são exemplificados os dois estados possíveis para o braço do conversor conectado a fase a . A seguir, são definidos os estados possíveis das chaves para os dois braços do conversor:

- $E_{Sa} = 1 \Rightarrow Sa1$ conduzindo e $Sa2$ bloqueado;
- $E_{Sa} = 0 \Rightarrow Sa1$ bloqueado e $Sa2$ conduzindo;
- $E_{Sb} = 1 \Rightarrow Sb1$ conduzindo e $Sb2$ bloqueado;
- $E_{Sb} = 0 \Rightarrow Sb1$ bloqueado e $Sb2$ conduzindo.

As chaves $Sa1$ e $Sa2$ são complementares, bem como $Sb1$ e $Sb2$.

Com base na Figura 15, pode-se notar que os capacitores do barramento CC sempre estarão submetidos, individualmente, a tensão de linha da rede. Dessa forma, o barramento CC

será regulado para uma tensão superior ao dobro da tensão de linha. Ou seja, em comparação a um conversor de dois níveis de três braços, o conversor de dois braços apresenta uma tensão de barramento CC duas vezes superior, conforme indicado na equação (2.5) (BALA *et al.*, 2004; HSAN *et al.*, 2013).

$$V_{CC}(2 \text{ braços}) = 2 \cdot V_{CC}(3 \text{ braços}). \quad (2.5)$$

As tensões médias indicadas nas equações (2.4) assumem valores médios que se repetem periodicamente com base nos estados de condução apresentados, referidos na Figura 15, e na equação (2.3):

- $Es_a = 0$ e $Es_b = 0 \Rightarrow V_{aM} = 0, V_{bM} = 0, V_{OM} = V_{CC}/2$ e $V_{MN} = -V_{CC}/6$;
- $Es_a = 0$ e $Es_b = 1 \Rightarrow V_{aM} = 0, V_{bM} = V_{CC}, V_{OM} = V_{CC}/2$ e $V_{MN} = -V_{CC}/2$;
- $Es_a = 1$ e $Es_b = 0 \Rightarrow V_{aM} = V_{CC}, V_{bM} = 0, V_{OM} = V_{CC}/2$ e $V_{MN} = -V_{CC}/2$;
- $Es_a = 1$ e $Es_b = 1 \Rightarrow V_{aM} = V_{CC}, V_{bM} = V_{CC}, V_{OM} = V_{CC}/2$ e $V_{MN} = -5 \cdot V_{CC}/6$.

Em Hsan *et al.* (2013), é estabelecido um lema da função de chaveamento para os braços com chaves:

$$S_{ef} = \left(Es_f - \frac{1}{6} - \frac{1}{3} \cdot \sum_{k=a}^b Es_k \right)_e. \quad (2.6)$$

Designações: e (combinações de estados das chaves) = 0, 1, 2 e 3; f (fase do braço) = a e b. A fase c perde a necessidade de estabelecer um lema de chaveamento, por não haver chaves conectadas a esta fase. As combinações possíveis conferem a S_{ef} quatro valores: 5/6, 1/2, 1/2 e 1/6. Também é possível relacionar as tensões médias nos terminais do conversor com as razões cíclicas das chaves em cada braço (BALA *et al.*, 2004; LIN; CHEN, 2006).

Ao desenvolver o lema (2.6), verifica-se que, para qualquer combinação de estados, é possível obter os valores absolutos das tensões médias nas equações de (2.4), assim como explorado anteriormente. Desta forma, é possível substituir os termos $V_{aM} + V_{MN}$, $V_{bM} + V_{MN}$ e $V_{OM} + V_{MN}$, das equações em (2.4), pelo lema S_{ef} multiplicado pela tensão do barramento CC no domínio do tempo (BALA *et al.*, 2004; LIN; CHEN, 2006; HSAN *et al.*, 2013). As equações para as fases a e b , em (2.4), podem ser reescritas utilizando o lema de chaveamento de (2.6):

$$\begin{cases} v_{SaN} = R \cdot i_{Ca} + L \cdot \frac{di_{Ca}}{dt} + S_{ea} \cdot v_{CC}(t) \\ v_{SbN} = R \cdot i_{Cb} + L \cdot \frac{di_{Cb}}{dt} + S_{eb} \cdot v_{CC}(t) \end{cases}. \quad (2.7)$$

Aplicando a transformada de Park, adotada em Hsan *et al.* (2013), equação (2.8), é possível converter as equações em (2.7) para coordenadas síncronas.

$$C_{0dq}^{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

Designação: θ é o deslocamento angular, ou seja, $\theta = \omega \cdot t$.

De (2.8) tem-se que a transformada inversa de Park é:

$$C_{abc}^{0dq} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} \cos(\frac{\pi}{6} + \theta) + \sin(\frac{\pi}{3} + \theta) & \cos(\frac{\pi}{3} + \theta) - \sin(\frac{\pi}{6} + \theta) \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(\theta) - \cos(\frac{\pi}{6} + \theta) & \cos(\theta) + \sin(\frac{\pi}{6} + \theta) \\ \sqrt{\frac{3}{2}} -\sin(\theta) - \sin(\frac{\pi}{3} + \theta) & -\cos(\theta) - \cos(\frac{\pi}{3} + \theta) \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

A transformada inversa de Park em (2.9) permite obter os termos em coordenadas *abc* em função de termos em coordenadas síncronas *0dq*. Assim, de maneira genérica, a equação (2.10) explicita qualquer termo em coordenada *abc* correlacionado com termos em coordenadas *0dq*.

$$\begin{bmatrix} Var_a \\ Var_b \\ Var_c \end{bmatrix} = C_{abc}^{0dq} \cdot \begin{bmatrix} Var_0 \\ Var_d \\ Var_q \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Designação: Var_x é uma variável qualquer no eixo x de uma coordenada qualquer *abc* ou *0dq*.

Aplicando (2.10) a v_{SaN} , i_{Ca} , S_{ea} , e a derivada di_{Ca}/dt , tem-se:

$$\begin{aligned} v_{SaN} &= \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot v_{SN0} + \frac{\sqrt{6}}{3} \cdot \cos(\theta) \cdot v_{SNd} - \frac{\sqrt{6}}{3} \cdot \sin(\theta) \cdot v_{SNq} \\ i_{Ca} &= \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot i_{C0} + \frac{\sqrt{6}}{3} \cdot \cos(\theta) \cdot i_{Cd} - \frac{\sqrt{6}}{3} \cdot \sin(\theta) \cdot i_{Cq} \end{aligned} \quad (2.11)$$

$$S_{ea} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot S_{e0} + \frac{\sqrt{6}}{3} \cdot \cos(\theta) \cdot S_{ed} - \frac{\sqrt{6}}{3} \cdot \sin(\theta) \cdot S_{eq}$$

$$\frac{di_{Ca}}{dt} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{di_{C0}}{dt} + \frac{\sqrt{6}}{3} \cdot \left[\cos(\theta) \cdot \frac{di_{Cd}}{dt} - \sin(\theta) \cdot \frac{di_{Cq}}{dt} - \omega \cdot \sin(\theta) \cdot i_{Cd} - \omega \cdot \cos(\theta) \cdot i_{Cq} \right]$$

Designação: as variáveis (v_{SN0} , v_{SNd} e v_{SNq}), (i_{C0} , i_{Cd} e i_{Cq}) e (S_{e0} , S_{ed} e S_{eq}) são as componentes em *0dq* respectivas de v_{SaN} , i_{Ca} e S_{ea} .

As deduções em (2.11) também podem ser obtidas referidas a fase *b*, (2.12). Desta forma, essas deduções podem substituir os respectivos parâmetros nas equações (2.7). As

equações em (2.13) são obtidas a partir de (2.7) com as devidas substituições dos parâmetros em (2.11) e (2.12). As equações em (2.13) são referidas ao instante $t = 0$ implicando em $\theta = 0^\circ$. Além disso, o sistema elétrico proposto para a operação do conversor é trifilar, ou seja, as componentes homopolares são consideradas zero (WU *et al.*, 2007).

$$v_{SbN} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot v_{SN0} + \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \cos(\theta) + \frac{\sqrt{6}}{6} \cdot \sin(\theta) \right) \cdot v_{SNq} + \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sin(\theta) - \frac{\sqrt{6}}{6} \cdot \cos(\theta) \right) \cdot v_{SNd}$$

$$i_{Cb} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot i_{C0} + \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \cos(\theta) + \frac{\sqrt{6}}{6} \cdot \sin(\theta) \right) \cdot i_{Cq} + \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sin(\theta) - \frac{\sqrt{6}}{6} \cdot \cos(\theta) \right) \cdot i_{Cd} \quad (2.12)$$

$$S_{eb} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot S_{e0} + \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \cos(\theta) + \frac{\sqrt{6}}{6} \cdot \sin(\theta) \right) \cdot S_{eq} + \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sin(\theta) - \frac{\sqrt{6}}{6} \cdot \cos(\theta) \right) \cdot S_{ed}$$

$$\frac{di_{Cb}}{dt} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{di_{C0}}{dt} + \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \cos(\theta) + \frac{\sqrt{6}}{6} \cdot \sin(\theta) \right) \cdot \frac{di_{Cq}}{dt} + \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sin(\theta) - \frac{\sqrt{6}}{6} \cdot \cos(\theta) \right) \cdot \frac{di_{Cd}}{dt} + \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \omega \cdot \sin(\theta) + \frac{\sqrt{6}}{6} \cdot \omega \cdot \cos(\theta) \right) \cdot i_{Cq} + \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \omega \cdot \cos(\theta) + \frac{\sqrt{6}}{6} \cdot \omega \cdot \sin(\theta) \right) \cdot i_{Cd}$$

Segundo Hsan *et al.* (2013), equações, como as indicadas em (2.13), podem permitir o controle do sistema do conversor de maneira desacoplada. Assim, é possível estabelecer um controlador para as correntes injetadas pelo conversor, tendo o membro esquerdo das equações em (2.13) como plantas para a parametrização dos compensadores. O mesmo pode ser obtido em coordenadas estacionárias abc ou $\alpha\beta$ (BALA *et al.*, 2004).

$$L \cdot \frac{di_{Cd}}{dt} + R \cdot i_{Cd} = L \cdot \omega \cdot i_{Cq} + v_{SNd} - S_{ed} \cdot v_{CC} \quad (2.13)$$

$$L \cdot \frac{di_{Cq}}{dt} + R \cdot i_{Cq} = -L \cdot \omega \cdot i_{Cd} + v_{SNq} - S_{eq} \cdot v_{CC}$$

As quedas de tensão, de eixo direto e em quadratura, nas impedâncias de entrada nos terminais do conversor, são descritas pelas equações em (2.13), ou seja:

$$u_d = L \cdot \omega \cdot i_{Cq} + v_{SNd} - S_{ed} \cdot v_{CC} \quad (2.14)$$

$$u_q = -L \cdot \omega \cdot i_{Cd} + v_{SNq} - S_{eq} \cdot v_{CC}$$

Aplicando Laplace nos membros da esquerda nas equações de (2.13), tem-se:

$$L \cdot s \cdot I_{Cd}(s) + R \cdot I_{Cd}(s) \quad (2.15)$$

$$L \cdot s \cdot I_{Cq}(s) + R \cdot I_{Cq}(s)$$

Em Hsan *et al.* (2013), fica claro que os sinais de erro das correntes de eixo direto e quadratura, definidos em (2.16), podem ser aplicados a um compensador proporcional-integral (PI), por exemplo, a fim de estabelecer os sinais de controle de compensação u_d e u_q , definidos em (2.14).

$$\tilde{i}_{Cd} = i_{Cd}^* - i_{Cd} \quad (2.16)$$

$$\tilde{i}_{Cq} = i_{Cq}^* - i_{Cq}$$

Designação: \tilde{i}_{Cd} e \tilde{i}_{Cq} são os sinais de erro de corrente de eixo direto e em quadratura, respectivamente. i_{Cd}^* e i_{Cq}^* são os sinais de referência.

Os sinais de erro aplicados a um compensador $C(s)$ são usados, então, para determinar os sinais u_d e u_q :

$$u_d = C(s) \cdot \tilde{i}_{Cd} \quad (2.17)$$

$$u_q = C(s) \cdot \tilde{i}_{Cq}$$

As transformadas de Laplace de u_d e u_q são dadas em (2.15), logo:

$$U_d(s) = L \cdot s \cdot I_{Cd}(s) + R \cdot I_{Cd}(s) \quad (2.18)$$

$$U_q(s) = L \cdot s \cdot I_{Cq}(s) + R \cdot I_{Cq}(s)$$

A função de transferência de malha aberta $G_{ma}(s)$, a partir de (2.18), é:

$$G_{ma}(s) = \frac{I_{Cd}(s)}{U_d(s)} = \frac{I_{Cq}(s)}{U_q(s)} = \frac{1}{L \cdot s + R} \quad (2.19)$$

Para o caso de um compensador do tipo PI, a compensação em malha fechada da corrente pode ser satisfatoriamente obtida com a alocação do zero do PI com o polo da planta, R/L . O compensador $C(s)$ é relacionado com os sinais de erro, (2.16), como se segue:

$$C(s) = \frac{U_d(s)}{\tilde{i}_{Cd}(s)} = \frac{U_q(s)}{\tilde{i}_{Cq}(s)} \quad (2.20)$$

Para Hsan *et al.* (2013), a lei de controle para o conversor de dois braços pode ser definida pelas funções de chaveamento S_{ed} e S_{eq} , a partir das equações em (2.14):

$$S_{ed} = \frac{L \cdot \omega \cdot i_{Cq} + v_{SNd} - u_d}{v_{CC}} \quad (2.21)$$

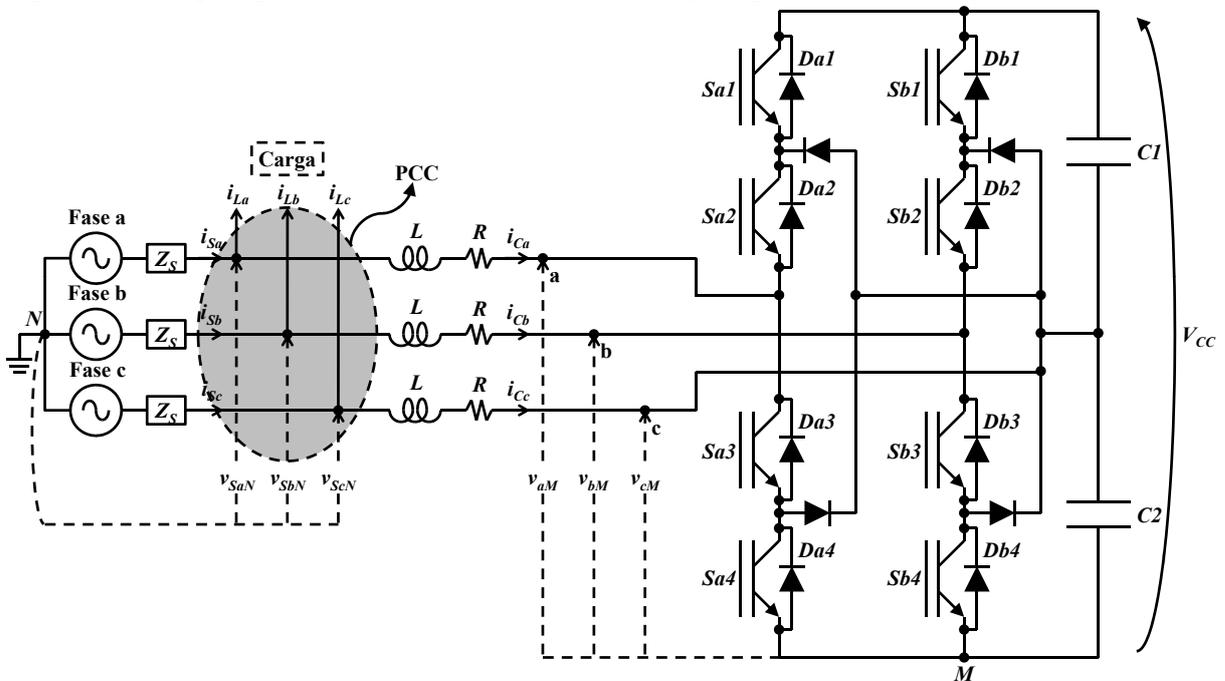
$$S_{eq} = \frac{-L \cdot \omega \cdot i_{Cd} + v_{SNq} - u_q}{v_{CC}}$$

2.3 Conversor NPC de Dois Braços

A análise do NPC é similar a análise do conversor de dois níveis. Com base em Lin e Wei (2003), Lin *et al.* (2004), Lin e Wei (2004a), Lin e Wei (2004b) e Lin e Wei (2004c), são apresentadas as etapas de operação do NPC de dois braços, bem como análises quanto a sua operação.

Assim como no conversor de dois níveis, o NPC deve manter a tensão de seu barramento CC cerca de duas vezes a tensão de linha (LIN; WEI, 2004c). Ou seja, a equação (2.5) também é válida para o NPC. A Figura 16 mostra o NPC conectado ao sistema elétrico e a uma carga subentendida, atuando como filtro ativo.

Figura 16 – Topologia do conversor NPC de dois braços operando como filtro ativo



Fonte: adaptada de Morais *et al.* (2017b).

Em Hsan *et al.* (2013), as tensões entre os terminais do conversor, *abc*, e o neutro, ponto *N* da Figura 16, eram decompostas em duas componentes médias de tensão baseadas no lema de chaveamento e a tensão do barramento CC. Para os autores das referências usadas como base para o NPC de dois braços, citados anteriormente, é aplicada LKT entre as fases *a* e *b* com a fase *c*, com base na Figura 16.

$$\begin{aligned}
 v_{SaN} &= R \cdot i_{Ca} + L \cdot \frac{di_{Ca}}{dt} + v_{ac} + v_{cN} \\
 v_{SbN} &= R \cdot i_{Cb} + L \cdot \frac{di_{Cb}}{dt} + v_{bc} + v_{cN} \cdot \\
 v_{ScN} &= R \cdot i_{Cc} + L \cdot \frac{di_{Cc}}{dt} + v_{cN}
 \end{aligned}
 \tag{2.22}$$

Se as tensões médias nos terminais abc , Figura 16, devem ser mantidas balanceadas, equação (2.1), a fim de manter o equilíbrio das tensões dos capacitores $C1$ e $C2$, as tensões instantâneas também devem ser balanceadas (HSAN *et al.*, 2013). Desta forma:

$$v_{aN}(t) + v_{bN}(t) + v_{cN}(t) = 0. \quad (2.23)$$

As tensões de linha entre os terminais ac e bc são definidas como:

$$v_{ac} = v_{aN} - v_{cN} \quad (2.24)$$

$$v_{bc} = v_{bN} - v_{cN}$$

Substituindo v_{aN} e v_{bN} de (2.24) em (2.23), tem-se:

$$v_{cN} = -\frac{v_{ac} + v_{bc}}{3}. \quad (2.25)$$

Aplicando (2.25) em (2.22) é obtido, para as fases a e b :

$$\begin{aligned} v_{SaN} &= R \cdot i_{Ca} + L \cdot \frac{di_{Ca}}{dt} + \frac{2}{3} \cdot v_{ac} - \frac{v_{bc}}{3} \\ v_{SbN} &= R \cdot i_{Cb} + L \cdot \frac{di_{Cb}}{dt} + \frac{2}{3} \cdot v_{bc} - \frac{v_{ac}}{3} \end{aligned} \quad (2.26)$$

O NPC, ao contrário do conversor de dois níveis, possui nove estados possíveis de operação. A Figura 17 ilustra apenas os três estados de operação das chaves do braço conectado a fase a . Combinando com os três estados possíveis para a fase b , idênticos ao da fase a , totalizam nove estados.

Os três estados possíveis para cada braço do NPC de dois braços, Figura 17, são definidos a seguir:

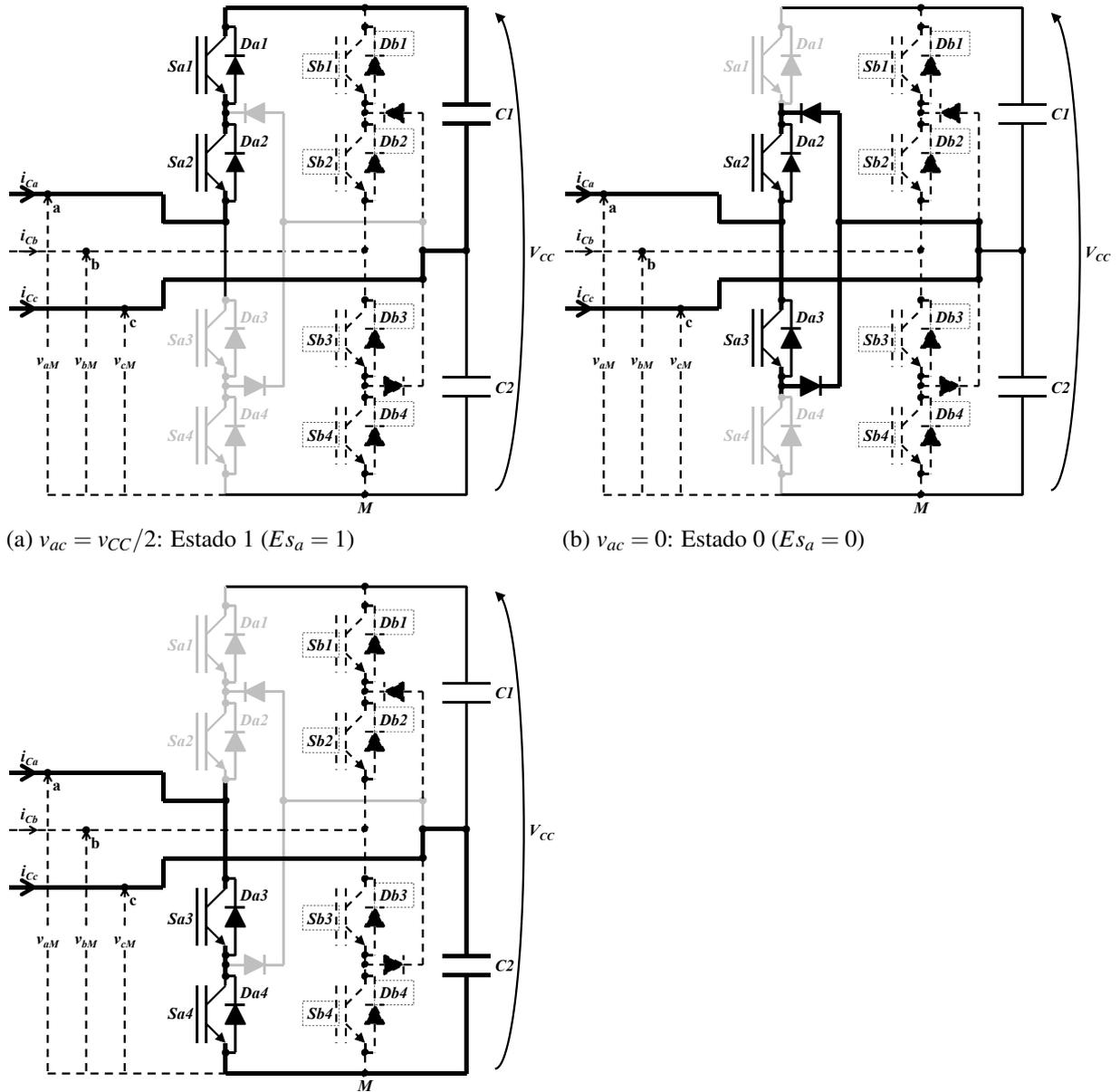
- $E_{Sa} = 1 \Rightarrow Sa1$ conduzindo, $Sa2$ conduzindo, $Sa3$ bloqueado e $Sa4$ bloqueado;
- $E_{Sa} = 0 \Rightarrow Sa1$ bloqueado, $Sa2$ conduzindo, $Sa3$ conduzindo e $Sa4$ bloqueado;
- $E_{Sa} = -1 \Rightarrow Sa1$ bloqueado, $Sa2$ bloqueado, $Sa3$ conduzindo e $Sa4$ conduzindo;
- $E_{Sb} = 1 \Rightarrow Sb1$ conduzindo, $Sb2$ conduzindo, $Sb3$ bloqueado e $Sb4$ bloqueado;
- $E_{Sb} = 0 \Rightarrow Sb1$ bloqueado, $Sb2$ conduzindo, $Sb3$ conduzindo e $Sb4$ bloqueado;
- $E_{Sb} = -1 \Rightarrow Sb1$ bloqueado, $Sb2$ bloqueado, $Sb3$ conduzindo e $Sb4$ conduzindo.

As chaves $Sa1$ e $Sa3$ são complementares, bem como $Sa2$ e $Sa4$. O mesmo vale para as chaves do braço ligado a fase b .

Com base nos estados de chaveamento do NPC, Figura 17, é possível descrever as tensões de fase v_{aN} e v_{bN} , lembrando que o braço da fase b possui os mesmos estados. Assim:

$$\begin{aligned} v_{aN} &= v_{ac} + v_{cN} = E_{Sa} \cdot \frac{v_{CC}}{2} + v_{cN} \\ v_{bN} &= v_{bc} + v_{cN} = E_{Sb} \cdot \frac{v_{CC}}{2} + v_{cN} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Figura 17 – Estados possíveis de condução das chaves do braço conectado a fase *a* do NPC



(a) $v_{ac} = v_{CC}/2$: Estado 1 ($E_{s_a} = 1$)

(b) $v_{ac} = 0$: Estado 0 ($E_{s_a} = 0$)

(c) $v_{ac} = -v_{CC}/2$: Estado -1 ($E_{s_a} = -1$)

Fonte: adaptada de Morais *et al.* (2017b).

Substituindo v_{aN} e v_{bN} , de (2.27), em (2.23), tem-se:

$$v_{cN} = -(E_{s_a} + E_{s_b}) \cdot \frac{v_{CC}}{6}. \quad (2.28)$$

Agora que a tensão de fase v_{cN} é conhecida em função de v_{CC} e dos estados de chaveamento, é possível substituí-la em (2.27) e, assim, obter as expressões em (2.22) em função dos estados de chaveamento. A equação (2.29) permite estabelecer as leis de controle para as

correntes das fases a e b , da mesma forma como em (2.21).

$$\begin{aligned} v_{SaN} &= R \cdot i_{Ca} + L \cdot \frac{di_{Ca}}{dt} + \frac{v_{CC}}{3} \cdot Es_a - \frac{v_{CC}}{6} \cdot Es_b \\ v_{SbN} &= R \cdot i_{Cb} + L \cdot \frac{di_{Cb}}{dt} + \frac{v_{CC}}{3} \cdot Es_b - \frac{v_{CC}}{6} \cdot Es_a \\ v_{ScN} &= R \cdot i_{Cc} + L \cdot \frac{di_{Cc}}{dt} - (Es_a + Es_b) \cdot \frac{v_{CC}}{6} \end{aligned} \quad (2.29)$$

Lembrando que $v_{aN} = v_{ac} + v_{cN}$ e $v_{bN} = v_{bc} + v_{cN}$.

Em Lin e Wei (2003), é mostrado outro ponto de vista sobre as equações em (2.22), que mostra que o carregamento dos capacitores do barramento CC depende tanto da fase a quanto da b . Ou seja, na combinação em que $Es_a = 1$ e $Es_b = 1$, ou $Es_a = -1$ e $Es_b = -1$, o carregamento dos capacitores $C1$ ou $C2$ depende das correntes nas fases a e b do conversor. Realizando a LKT nas malhas compreendidas entre as fases a e c , ou b e c , pelo conversor, pode-se empregar as tensões de linha definidas em (2.24) e (2.30) e, então, obter as equações em (2.31).

Assim como em (2.24), é possível definir as tensões de linha no PCC da Figura 16:

$$\begin{aligned} v_{Sac} &= v_{SaN} - v_{ScN} \\ v_{Sbc} &= v_{SbN} - v_{ScN} \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} v_{Sac} &= R \cdot i_{Ca} + L \cdot \frac{di_{Ca}}{dt} + v_{ac} + R \cdot (i_{Ca} + i_{Cb}) + L \cdot \frac{d(i_{Ca} + i_{Cb})}{dt} \\ v_{Sbc} &= R \cdot i_{Cb} + L \cdot \frac{di_{Cb}}{dt} + v_{bc} + R \cdot (i_{Cb} + i_{Ca}) + L \cdot \frac{d(i_{Cb} + i_{Ca})}{dt} \end{aligned} \quad (2.31)$$

Observa-se que, nas situações $Es_a = 1$ e $Es_b = 1$ ou $Es_a = -1$ e $Es_b = -1$, a corrente no ramo da fase c pode ser constituída tanto pela fase a quanto pela fase b . Resumindo (2.31), tem-se:

$$\begin{aligned} v_{Sac} &= v_{ac} + R \cdot (2 \cdot i_{Ca} + i_{Cb}) + L \cdot \frac{d(2 \cdot i_{Ca} + i_{Cb})}{dt} \\ v_{Sbc} &= v_{bc} + R \cdot (2 \cdot i_{Cb} + i_{Ca}) + L \cdot \frac{d(2 \cdot i_{Cb} + i_{Ca})}{dt} \end{aligned} \quad (2.32)$$

O conversor NPC opera como um conversor *boost* do lado de corrente alternada (CA). Analisando apenas o braço a no estado $Es_a = 1$, a tensão v_{ac} é igual a $v_{CC}/2$. Se v_{Sac} for maior que zero, a corrente i_{Ca} diminui, pois $v_{ac} = v_{CC}/2$ é maior que v_{Sac} . Por outro lado, como a leitura de corrente, Figura 16, do conversor é considerada positiva entrando no mesmo, se a corrente i_{Ca} for negativa (saindo do conversor), a mesma estará aumentando neste estado.

Analisando, ainda, o braço da fase a , se ocorrer o estado $Es_a = -1$, o efeito inverso do estado $Es_a = 1$ ocorre, pois v_{ac} é igual a $-v_{CC}/2$. Ou seja, v_{Sac} maior que zero e corrente i_{Ca} positiva, a mesma aumentará, pois v_{Sac} se soma com $v_{CC}/2$ do capacitor $C2$. No estado $Es_a = 0$,

a tensão v_{ac} é zero e a corrente i_{Ca} , sendo positiva (entrando no conversor), aumenta se v_{Sac} maior que zero, ou diminui se v_{Sac} menor que zero.

Na combinação dos estados das chaves dos braços do NPC, os capacitores $C1$ ou $C2$ podem ser carregados separadamente quando os estados E_{Sa} e E_{Sb} são iguais entre si e iguais a 1 ou -1. Nestas duas situações, se as correntes i_{Ca} e i_{Cb} forem positivas, a corrente i_{Cc} estará saindo do conversor, diminuindo, mas será maior que as correntes nas outras fases. Se os estados E_{Sa} e E_{Sb} forem diferentes entre si e iguais a 1 e -1, distintamente, os capacitores $C1$ e $C2$ irão carregar simultaneamente, mas a corrente, em uma das fases, estará diminuindo, enquanto a corrente, na outra fase, estará aumentando. A corrente i_{Cc} , nessa situação, será determinada pelo nível de i_{Ca} e i_{Cb} no momento e pela duração desse estado.

Os capacitores $C1$ e $C2$ também podem ser carregados se E_{Sa} e E_{Sb} forem diferentes entre si, sendo um deles iguais a 0. Quando os estados são ambos iguais a zero, as correntes processadas pelo conversor são reguladas pelos níveis das tensões v_{SaN} , v_{SbN} e v_{ScN} . As correntes do conversor devem, em todo o momento, obedecer a equação que segue (LIN; WEI, 2004b):

$$i_{Ca} + i_{Cb} + i_{Cc} = 0. \quad (2.33)$$

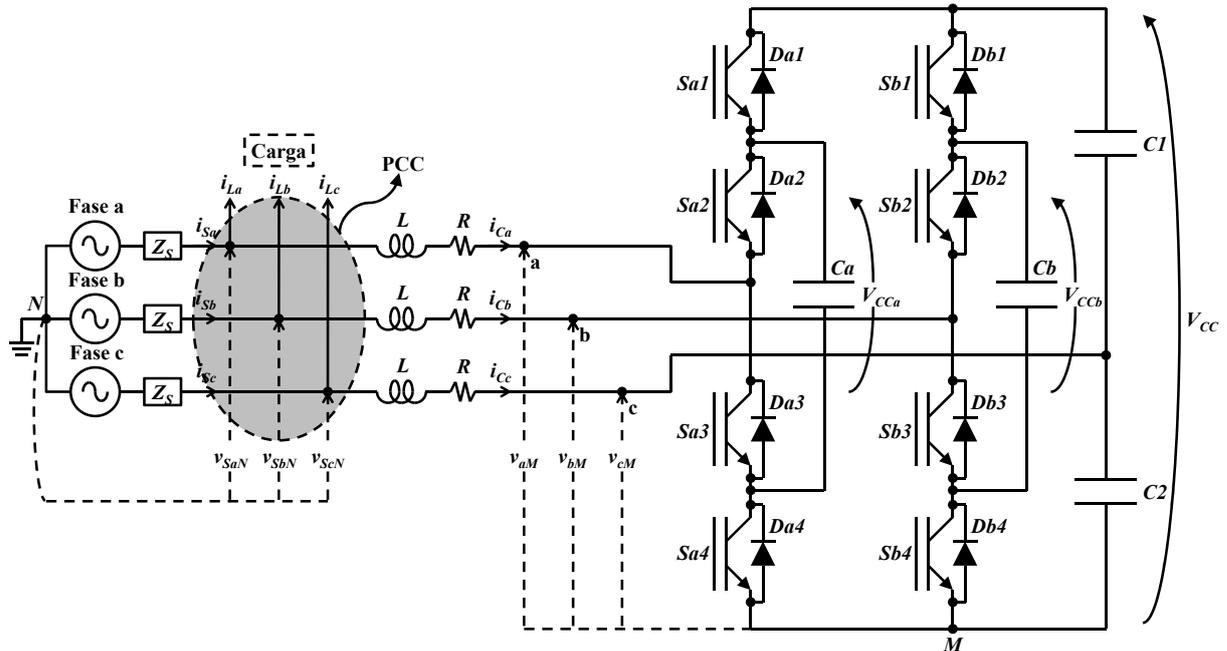
2.4 Conversor *Flying Capacitor* de Dois Braços

Este tópico é dedicado a análise do *flying capacitor* e apresenta as suas etapas de operação. O estudo do *flying capacitor* possui os trabalhos Lin e Huang (2005), Lin *et al.* (2005) e Lin *et al.* (2006) como base para análise de sua operação e implementação do seu controle. A Figura 18 mostra a conexão do *flying capacitor* ao sistema elétrico, igual ao apresentado nas Figuras 13 e 16.

Como o *flying capacitor* apresenta estrutura similar ao NPC, os equacionamentos apresentados e explanados para o NPC são válidos para o *flying capacitor*. O diferencial desta estrutura está nos capacitores Ca e Cb em substituição aos diodos de grampeamento do NPC. Comentários sobre o efeito desses capacitores em relação aos diodos de grampeamento para esta estrutura já foram mencionados anteriormente. O *flying capacitor* possui, também, a necessidade de um barramento CC maior que duas vezes a tensão de linha do sistema elétrico.

Como não existe uma conexão entre os capacitores Ca e Cb diretamente ao ponto médio do barramento CC, o *flying capacitor* possui 16 estados de chaveamento. Quatro desses estados se devem aos próprios modos de condução dos próprios braços. Desta forma, a Figura 19 mostra os estados de condução do braço da fase a , sendo os mesmos para a fase b .

Figura 18 – Topologia do conversor *flying capacitor* de dois braços operando como filtro ativo



Fonte: adaptada de Morais *et al.* (2017a).

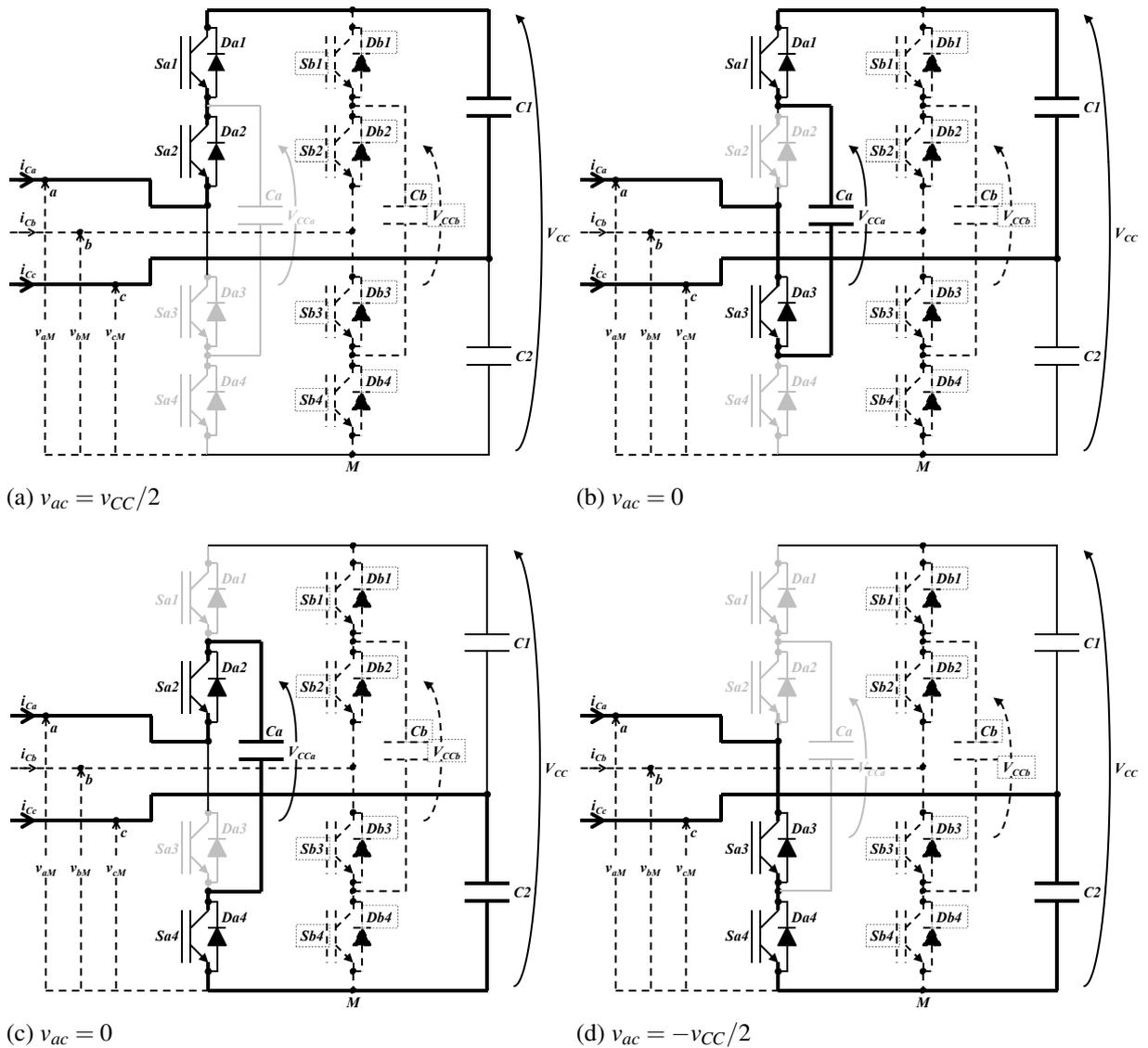
Segundo Lin e Huang (2005), Lin *et al.* (2005) e Lin *et al.* (2006), as tensões nos capacitores C_a e C_b é igual a dos capacitores C_1 e C_2 , ou seja, $v_{CC}/2$. As chaves Sa_1 e Sa_4 são complementares, bem como Sa_2 e Sa_3 . O mesmo vale para as chaves do braço ligado a fase b . O conversor com capacitores flutuantes, assim como o NPC, é um *boost* do lado de corrente alternada.

Para o estado apresentado na Figura 19(a), a tensão v_{ac} é igual a $v_{CC}/2$. Sendo considerada positiva a corrente que entra no conversor, pode-se dizer que, nesse caso, a corrente diminui se v_{Sac} for positivo e aumenta caso v_{Sac} seja negativo. A corrente i_{Ca} sendo positiva carrega C_1 , e o descarrega caso seja negativa, para v_{Sac} positivo.

O estado na Figura 19(b) implica em v_{ac} igual a zero, pois a tensão em C_a anula com a tensão em C_1 . Nesse caso, se v_{Sac} for positiva e a corrente i_{Ca} for positiva (entrando no conversor), i_{Ca} aumenta descarregando C_a e carregando C_1 . Caso o estado da Figura 19(c) ocorra, v_{ac} também será zero. Mas, nesse caso, v_{Sac} positivo e i_{Ca} positiva implica no aumento de i_{Ca} carregando C_a e descarregando C_2 . Os estados ilustrados nas Figuras 19(b) e 19(c) são usados para regular as tensões nos capacitores C_a e C_b .

Por fim, o último estado, ilustrado na Figura 19(d), apresenta v_{ac} igual a $-v_{CC}/2$. Com v_{Sac} positivo, a corrente i_{Ca} , sendo positiva, tende a aumentar, ao contrário do que ocorre na Figura 19(a). No entanto, nesse caso o capacitor C_2 é descarregado. A corrente i_{Ca} teria que ser negativa (saindo do conversor) com v_{Sac} positivo para poder carregar C_2 mas, nesse caso i_{Ca}

Figura 19 – Estados possíveis de condução das chaves do braço conectado a fase *a* do *flying capacitor*



Fonte: adaptada de Morais *et al.* (2017a).

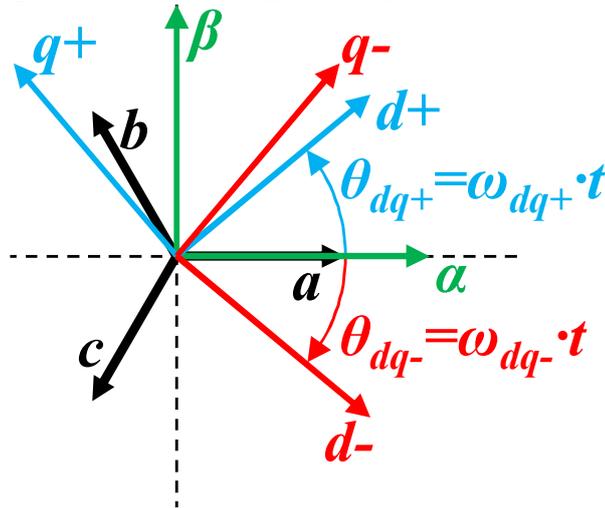
diminuiria.

2.5 Síntese de Componentes de Corrente de sequência Positiva e Negativa: Conversor de Dois Níveis

A Figura 20 ilustra a disposição fasorial das coordenadas estáticas abc e $\alpha\beta 0$ em relação às coordenadas síncronas dq de sequência negativa ($dq-$) e sequência positiva ($dq+$). Deve ser ressaltado que em um sistema trifásico trifilar não há presença de componentes homopolares. Com base na Figura 20, são definidas as matrizes de transformação de variáveis em coordenadas estáticas abc para $\alpha\beta 0$ e de coordenadas estáticas $\alpha\beta 0$ para coordenadas síncronas

dq , (2.34). Em (2.34) também são definidas as componentes de sequência positiva, negativa e zero das variáveis definidas nas coordenadas abc .

Figura 20 – Sistema de coordenadas estacionárias (abc e $\alpha\beta 0$) e síncronas de sequência positiva ($dq+$) e negativa ($dq-$)



Fonte: adaptada de Morais *et al.* (2019).

Esta seção visa analisar as características dos conversores de dois braços de sintetizar componentes de corrente de sequência positiva e negativa. Desta forma, é possível verificar parâmetros de tensões e correntes do conversor que podem influenciar em decisões de projeto do mesmo. Esta análise pode ser generalizada aos conversores multiníveis, contudo, ela será abordada para a topologia de dois níveis.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \dot{x}_0 \\ \dot{x}^+ \\ \dot{x}^- \end{bmatrix} &= \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{x}_a \\ \dot{x}_b \\ \dot{x}_c \end{bmatrix}, \alpha = e^{j2\pi/3}, \\
 T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} &= \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix}, \\
 T_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq+0} &= \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq+}) & \sin(\theta_{dq+}) & 0 \\ -\sin(\theta_{dq+}) & \cos(\theta_{dq+}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \\
 T_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq-0} &= \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq-}) & -\sin(\theta_{dq-}) & 0 \\ \sin(\theta_{dq-}) & \cos(\theta_{dq-}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \tag{2.34}$$

Sob condições de tensões da rede equilibradas e livres de distorções, sistema trifásico trifilar, baixas ondulações de tensão sobre os capacitores do barramento CC e impedâncias de entrada iguais do conversor, com base na Figura 13, é possível estabelecer o equacionamento em (2.35) com as tensões instantâneas de fase e linha utilizando LKT. Deve-se salientar que, nessas condições, as tensões nos terminais abc (nos terminais das chaves do conversor) se comportam como degraus de tensão positivo e negativo que alternam na frequência de chaveamento do conversor.

$$\left\{ \begin{array}{l} -v_{SaN} + R \cdot i_{Ca} + L \cdot \frac{di_{Ca}}{dt} + v_{aN} = 0 \\ -v_{SbN} + R \cdot i_{Cb} + L \cdot \frac{di_{Cb}}{dt} + v_{bN} = 0 \\ -v_{ScN} + R \cdot i_{Cc} + L \cdot \frac{di_{Cc}}{dt} + v_{cN} = 0 \\ -v_{Sac} + R \cdot i_{Cac} + L \cdot \frac{di_{Cac}}{dt} + v_{ac} = 0 \\ -v_{Sbc} + R \cdot i_{Cbc} + L \cdot \frac{di_{Cbc}}{dt} + v_{bc} = 0 \end{array} \right. \quad (2.35)$$

Onde v_{aN} , v_{bN} e v_{cN} são as tensões de fase nos terminais abc do conversor (entre a impedância de entrada e as chaves do conversor) referidas ao neutro da rede (nó N da Figura 13). E v_{ac} e v_{bc} são as tensões de linha.

As correntes de fase i_{Ca} , i_{Cb} e i_{Cc} , processadas pelo conversor, podem ser associadas com as correntes líquidas de linha que fluem entre as fases a com c (i_{Cac}) e b com c (i_{Cbc}), pelas seguintes equações:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{Cac} = i_{Ca} - i_{Cc} \\ i_{Cbc} = i_{Cb} - i_{Cc} \end{array} \right. \quad (2.36)$$

Assim como em (2.2), as tensões instantâneas v_{aN} , v_{bN} e v_{cN} podem ser descritas em função dos nós N e M como se segue:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{aN} = v_{aM} + v_{MN} \\ v_{bN} = v_{bM} + v_{MN} \\ v_{cN} = v_{cM} + v_{MN} \end{array} \right. \quad (2.37)$$

Como a impedância de entrada do conversor (Figura 13) é determinada pela associação série de um resistor R com um indutor L , a definições da impedância de entrada do conversor e de suas respectivas quedas de tensão são descritas a seguir:

$$\left\{ \begin{array}{l} Z = Z_a = Z_b = Z_c = R + \mathbf{j} \cdot L \\ v_{Z_a} = Z_a \cdot i_{Ca} \\ v_{Z_b} = Z_b \cdot i_{Cb} \\ v_{Z_c} = Z_c \cdot i_{Cc} \end{array} \right. \quad (2.38)$$

Onde $\mathbf{j} = \sqrt{-1}$.

Aplicando a Lei de Kirchoff para correntes (LKC) no nó N da Figura 13 e considerando as correntes de carga iguais a zero, pode-se estabelecer que as quedas de tensão v_{Z_a} , v_{Z_b} e v_{Z_c} são equilibradas. Logo, as tensões v_{aN} , v_{bN} e v_{cN} também serão.

$$Z \cdot i_{Ca} + Z \cdot i_{Cb} + Z \cdot i_{Cc} = 0 \rightarrow v_{Z_a} + v_{Z_b} + v_{Z_c} = 0, \quad (2.39)$$

$$v_{Z_a} + v_{Z_b} + v_{Z_c} = 0 \rightarrow v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} = 0.$$

Das equações em (2.37) e (2.39), assim como para (2.3), a tensão instantânea v_{MN} pode ser dada como função das tensões v_{aM} , v_{bM} e v_{cM} .

$$v_{MN} = -\frac{v_{aM} + v_{bM} + v_{cM}}{3}. \quad (2.40)$$

Com as equações (2.37) e (2.40), é possível montar a Tabela 3 com os níveis de tensões na estrutura do conversor de dois níveis e dois braços (2L-2B). Dessa tabela, pode ser verificado que os níveis de tensão para v_{MN} são assimétricos ($-V_{CC}/6$, $-V_{CC}/2$ e $-5 \cdot V_{CC}/6$). Este efeito influencia no dimensionamento dos filtros de linha do GSC.

Tabela 3 – Níveis de tensão nos terminais do GSC para diferentes estágios de operação. $Sa1$ e $Sa2$, assim como $Sb1$ e $Sb2$, são respectivamente complementares

	$Sa1 = 0/Sb1 = 0$	$Sa1 = 0/Sb1 = 1$	$Sa1 = 1/Sb1 = 0$	$Sa1 = 1/Sb1 = 1$
v_{aM}	0	0	V_{CC}	V_{CC}
v_{bM}	0	V_{CC}	0	V_{CC}
v_{cM}	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2$
v_{MN}	$-V_{CC}/6$	$-V_{CC}/2$	$-V_{CC}/2$	$-5V_{CC}/6$
v_{aN}	$-V_{CC}/6$	$-V_{CC}/2$	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/6$
v_{bN}	$-V_{CC}/6$	$V_{CC}/2$	$-V_{CC}/2$	$V_{CC}/6$
v_{cN}	$V_{CC}/3$	0	0	$-V_{CC}/3$

Fonte: adaptada de Morais *et al.* (2019).

2.5.1 Análise CC

Tendo Wu *et al.* (2007) como base, é suposto que as tensões da rede não possuam componentes CC, além de serem balanceadas e de sequência positiva. Desta forma, o circuito da Figura 13 pode ser simplificado. Nessa situação, as impedâncias de entrada do GSC se resumem às próprias perdas resistivas dos filtros de linha. Assim, as fontes de tensão da rede se comportam como curto-circuitos.

A topologia do GSC trata de um inversor fonte de tensão que se comporta como conversor *boost*, apresentando a tensão do lado CC maior que o valor RMS¹ do lado CA. Logo, a tensão média nos terminais do GSC em relação ao nó M , com base em um ciclo completo de operação do 2L-2B, da Tabela 3, são dadas em (2.41).

$$\begin{cases} V_{aM} = V_{bM} = \frac{V_{CC}}{2} \\ V_{cM} = 2 \cdot V_{CC} \end{cases} \quad (2.41)$$

Aplicando LKT às malhas *aca*, *bcb* e *aba*, e tendo o equilíbrio entre as quedas de tensão das impedância de entrada do GSC de (2.39) mantido para esta análise, as componentes CC, ou médias, de tensão sobre as impedâncias de entrada do GSC são dadas em (2.42).

$$\begin{cases} V_{Z_a} = V_{Z_b} = -\frac{V_{CC}}{2} \\ V_{Z_c} = V_{CC} \end{cases} \quad (2.42)$$

Se o 2L-2B possuir apenas reatores como impedância de entrada, as componentes CC de tensão de (2.42) serão diretamente proporcionais as perdas dos reatores e a tensão regulada do barramento, V_{CC} , podendo levar os reatores a saturação. No caso da topologia de 2L-2B, abordada em Wu *et al.* (2007), essas componentes CC são três vezes menor.

2.5.2 Análise CA na Frequência Fundamental

Para esta análise, o R e o L das impedâncias de entrada do GSC, na Figura 13, são considerados. O terminal c do 2L-2B, em relação ao nó M , coincide com a tensão V_{CC} . Logo, pode ser considerado um curto-circuito entre o terminal c e o nó M , para esta análise, quanto maior for a capacitância C_2 . Ou seja, a componente CA nas tensões dos capacitores do barramento do conversor pode ser desconsiderada.

Com as tensões da rede balanceadas e de sequência positiva e com as equações definidas em (2.39); e aplicando LKT às malhas *aba* e *aca*, da Figura 13, para esta análise, as quedas de tensão sobre as impedâncias de entrada do GSC são dadas em (2.44) como fasores. De (2.35), as tensões da rede são representadas como fasores de módulo (valor RMS) V_1 nas equações em (2.43).

$$\begin{aligned} \dot{v}_{SaN1} &= V_1, \\ \dot{v}_{SbN1} &= \alpha^2 \cdot V_1, \\ \dot{v}_{ScN1} &= \alpha \cdot V_1, \end{aligned} \quad (2.43)$$

¹ Root Mean Square (RMS).

$$\begin{aligned}
\dot{v}_{Z_a1} &= (\dot{v}_{bM1} - 2 \cdot \dot{v}_{aM1} + 3 \cdot V_1) / 3, \\
\dot{v}_{Z_b1} &= (\dot{v}_{aM1} - 2 \cdot \dot{v}_{bM1} + 3 \cdot \alpha^2 \cdot V_1) / 3, \\
\dot{v}_{Z_c1} &= (\dot{v}_{aM1} + \dot{v}_{bM1} + 3 \cdot \alpha \cdot V_1) / 3.
\end{aligned} \tag{2.44}$$

Como mencionado anteriormente, um dos objetivos do GSC é compensar reativos da rede. Assim, na frequência fundamental, cargas lineares desbalanceadas, com características resistivas ou indutivas em um sistema trifásico trifilar, podem demandar potência reativa com componentes de sequência negativa presentes em suas correntes, enquanto cargas lineares balanceadas podem apresentar componentes de sequência positiva nas correntes. Neste último caso, se as cargas tiverem caráter indutivo haverá, também, demanda de potência reativa. Em suma, em um sistema elétrico trifásico a três fios com tensões equilibradas e de sequência positiva, a queda de tensão de sequência positiva nas impedâncias de entrada do GSC devem ser nulas se o GSC processar correntes de sequência negativa. Ou seja, aplicando o cálculo de sequência positiva de (2.34) a \dot{v}_{Z_a1} de (2.44), por exemplo, pode-se obter a relação entre as tensões \dot{v}_{aM1} e \dot{v}_{bM1} nos terminais do 2L-2B em (2.45).

$$\dot{v}_{aM1} = (-\alpha \cdot \dot{v}_{bM1} + 3 \cdot V_1) \rightarrow \dot{v}_{Z_{abc}1}^+ = 0. \tag{2.45}$$

Substituindo (2.45) em \dot{v}_{Z_a1} e \dot{v}_{Z_b1} de (2.44), tem-se:

$$\begin{aligned}
\dot{v}_{aM1} &= (\alpha^2 - \alpha^3) \cdot \dot{v}_{Z_a1}^- + (\alpha^2 - \alpha^3) \cdot V_1, \\
\dot{v}_{bM1} &= (\alpha - \alpha^3) \cdot \dot{v}_{Z_b1}^- + (\alpha^2 - \alpha) \cdot V_1.
\end{aligned} \tag{2.46}$$

As quedas de tensão de sequência negativa sobre as impedâncias de entrada do GSC, $\dot{v}_{Z_a1}^-$, $\dot{v}_{Z_b1}^-$ e $\dot{v}_{Z_c1}^-$, podem ser definidas em função da tensão no terminal *a* do GSC, \dot{v}_{aM1} , em (2.47).

$$\begin{aligned}
\dot{v}_{Z_a1}^- &= \frac{(\alpha - \alpha^3) \cdot \dot{v}_{aM1} - 3 \cdot \alpha \cdot V_1}{3} \\
\dot{v}_{Z_b1}^- &= \frac{(\alpha^2 - \alpha) \cdot \dot{v}_{aM1} - 3 \cdot \alpha^2 \cdot V_1}{3} \\
\dot{v}_{Z_c1}^- &= \frac{(\alpha^3 - \alpha^2) \cdot \dot{v}_{aM1} - 3 \cdot V_1}{3}.
\end{aligned} \tag{2.47}$$

Agora, se as correntes processadas pelo GSC forem de sequência positiva, a queda de tensão de sequência negativa na frequência fundamental das impedâncias de entrada do GSC devem ser zero. Para isto, a relação entre as tensões nos terminais do 2L-2B, \dot{v}_{aM1} e \dot{v}_{bM1} , deve ser:

$$\dot{v}_{aM1} = (-\alpha^2 \cdot \dot{v}_{bM1}) \rightarrow \dot{v}_{Z_{abc}1}^- = 0. \tag{2.48}$$

Observa-se, tanto em (2.45) quanto em (2.48), que a topologia 2L-2B opera com as tensões nos dois braços defasadas de 60° . De (2.45), a síntese de correntes de sequência negativa na frequência fundamental, pelo braço do GSC conectado a fase a , pode estabelecer uma tensão nos seus terminais, \dot{v}_{aM1} , atrasada de um ângulo entre 0° e 60° de \dot{v}_{bM1} , devido a soma com o fasor de tensão de fase da fase a da rede ($3 \cdot V_1$). Já na síntese de correntes de sequência positiva na frequência fundamental, observa-se de (2.48), que a tensão \dot{v}_{aM1} se encontra adiantada de 60° de \dot{v}_{bM1} . A ausência de um termo que represente as tensões da rede em (2.48), se deve ao fato de considerarmos que as tensões da rede são equilibradas e de sequência positiva. Logo, não há uma imposição dependente da tensão da rede para que o GSC, com topologia 2L-2B, sintetize correntes de frequência fundamental e de sequência positiva.

Substituindo (2.48) em $\dot{v}_{Z_{a1}}$ e $\dot{v}_{Z_{b1}}$ de (2.44), tem-se:

$$\begin{aligned}\dot{v}_{aM1} &= (\alpha - \alpha^3) \cdot \dot{v}_{Z_{a1}}^+ + (\alpha^3 - \alpha) \cdot V_1, \\ \dot{v}_{bM1} &= (\alpha^2 - \alpha^3) \cdot \dot{v}_{Z_{b1}}^+ + (\alpha^2 - \alpha) \cdot V_1.\end{aligned}\tag{2.49}$$

As quedas de tensão de sequência positiva nas impedâncias de entrada do GSC, em função de \dot{v}_{aM1} , podem ser obtidas de (2.44) aplicando (2.48).

$$\begin{aligned}\dot{v}_{Z_{a1}}^+ &= \frac{(\alpha^2 - \alpha^3) \cdot \dot{v}_{aM1} + 3 \cdot V_1}{3} \\ \dot{v}_{Z_{b1}}^+ &= \frac{(\alpha - \alpha^2) \cdot \dot{v}_{aM1} + 3 \cdot \alpha^2 \cdot V_1}{3} \\ \dot{v}_{Z_{c1}}^+ &= \frac{(\alpha^3 - \alpha) \cdot \dot{v}_{aM1} + 3 \cdot \alpha \cdot V_1}{3}.\end{aligned}\tag{2.50}$$

Pode-se constatar das equações (2.45) e (2.48) que a topologia 2L-2B é capaz de sintetizar correntes com componentes de sequência negativa ou positiva dependendo do objetivo da estratégia de controle do GSC. Além disso, as equações em (2.46) e (2.49) demonstram que o fornecimento ou consumo de potência pelo GSC, variando o fator de deslocamento da região capacitiva para indutiva, podendo ser unitário, é limitado pela capacidade de condução das impedâncias de entrada. Assim, o ganho estático, estabelecido entre a tensão CC de saída do GSC e a sua tensão RMS de entrada, influencia diretamente em sua capacidade de compensação de potência reativa. Ainda é possível notar, nas equações de (2.47) e (2.50), que há uma simetria de defasamento angular de 120° entre os fasores de quedas de tensão nas impedâncias de entrada do GSC.

2.5.3 Análise CA para Frequências Harmônicas

A análise CA para frequências harmônicas é similar a análise feita na frequência fundamental. Neste caso, é considerado que as fontes de tensão da rede são livres de harmônicos, possibilitando considerar a rede como curto-circuito. Também é possível considerar um curto-circuito entre o terminal c do GSC e o nó M , Figura 13. Aplicando LKT às malhas aba e aca , da Figura 13, é possível obter o sistema de equações em (2.51). De forma análoga à análise CA na frequência fundamental, a relação entre as tensões nos terminais do GSC em relação ao nó M , \dot{v}_{aMh} e \dot{v}_{bMh} , para que o GSC possa processar correntes de sequência negativa, é obtida aplicando (2.34) à (2.51) e fazendo a queda de tensão de sequência positiva nas impedâncias de entrada igual a zero. Essa relação é exposta em (2.52).

$$\begin{aligned}\dot{v}_{Zah} &= (2 \cdot \dot{v}_{aMh} - \dot{v}_{bMh}) / 3, \\ \dot{v}_{Zbh} &= (-\dot{v}_{aMh} + 2 \cdot \dot{v}_{bMh}) / 3, \\ \dot{v}_{Zch} &= (-\dot{v}_{aMh} - \dot{v}_{bMh}) / 3.\end{aligned}\tag{2.51}$$

$$\dot{v}_{aMh} = (-\alpha \cdot \dot{v}_{bMh}) \rightarrow \dot{v}_{Zabch}^+ = 0.\tag{2.52}$$

Substituindo (2.52) em (2.51), para obtenção das tensões \dot{v}_{aMh} e \dot{v}_{bMh} em função das quedas de tensão de sequência negativa nas impedâncias de entrada, obtém-se:

$$\begin{aligned}\dot{v}_{aMh} &= (\alpha^3 - \alpha^2) \cdot \dot{v}_{Zah}^-, \\ \dot{v}_{bMh} &= (\alpha^3 - \alpha) \cdot \dot{v}_{Zbh}^-.\end{aligned}\tag{2.53}$$

Assim, de (2.53), as quedas de tensão de sequência negativa nas impedâncias de entrada nas fases abc são dadas em (2.54).

$$\begin{aligned}\dot{v}_{Zah}^- &= \frac{(\alpha^3 - \alpha) \cdot \dot{v}_{aMh}}{3} \\ \dot{v}_{Zbh}^- &= \frac{(\alpha - \alpha^2) \cdot \dot{v}_{aMh}}{3} \\ \dot{v}_{Zch}^- &= \frac{(\alpha^2 - \alpha^3) \cdot \dot{v}_{aMh}}{3}.\end{aligned}\tag{2.54}$$

Repetindo a análise para o processamento de correntes harmônicas de sequência positiva, as quedas de tensão de sequência negativa sobre as impedâncias de entrada devem ser zero. Dito isto, a relação entre as tensões \dot{v}_{aMh} e \dot{v}_{bMh} passa a ser definida por (2.55).

$$\dot{v}_{aMh} = (-\alpha^2 \cdot \dot{v}_{bMh}) \rightarrow \dot{v}_{Zabch}^- = 0.\tag{2.55}$$

De (2.55), as relações entre \dot{v}_{aMh} e \dot{v}_{bMh} com as respectivas quedas de tensão de sequência positiva $\dot{v}_{Z_{ah}}^+$ e $\dot{v}_{Z_{bh}}^+$, são definidas em (2.56).

$$\begin{aligned}\dot{v}_{aMh} &= (\alpha^3 - \alpha) \cdot \dot{v}_{Z_{ah}}^+, \\ \dot{v}_{bMh} &= (\alpha^3 - \alpha^2) \cdot \dot{v}_{Z_{bh}}^+.\end{aligned}\tag{2.56}$$

Correlacionando o fasor tensão \dot{v}_{aMh} , de (2.55), com as tensões $\dot{v}_{Z_{ah}}^+$, $\dot{v}_{Z_{bh}}^+$ e $\dot{v}_{Z_{ch}}^+$:

$$\begin{aligned}\dot{v}_{Z_{ah}}^+ &= \frac{(\alpha^3 - \alpha^2) \cdot \dot{v}_{aMh}}{3} \\ \dot{v}_{Z_{bh}}^+ &= \frac{(\alpha^2 - \alpha) \cdot \dot{v}_{aMh}}{3} \\ \dot{v}_{Z_{ch}}^+ &= \frac{(\alpha - \alpha^3) \cdot \dot{v}_{aMh}}{3}.\end{aligned}\tag{2.57}$$

Podem ser notados que as equações de (2.51) a (2.57) apresentam uma diferença marcante quanto às equações de (2.44) a (2.50), com exceção de (2.48), obtidas da análise na frequência fundamental, que é a ausência do termo que representa as tensões da rede. Ou seja, da análise CA para harmônicos, verificou-se que o GSC, com topologia 2L-2B, pode processar harmônicos de corrente de sequência negativa e positiva, uma vez que as fontes de tensão da rede sejam equilibradas de sequência positiva e sem distorções harmônicas. Outrossim, de (2.52) e (2.55), o defasamento angular de 60° entre as tensões \dot{v}_{aMh} e \dot{v}_{bMh} é mantido, sendo \dot{v}_{aMh} atrasado em relação à \dot{v}_{bMh} quando o GSC sintetiza correntes harmônicas de sequência negativa e adiantado quando o mesmo sintetiza harmônicos de sequência positiva. Além disso, assim como em (2.46) e (2.49), em (2.53) e (2.56) pode ser notado que o poder de filtragem de harmônicos de corrente, pelo GSC, é limitado pela capacidade nominal de condução das impedâncias de entrada e, conseqüentemente, pela máxima tensão suportada pelos capacitores do barramento CC do GSC.

Verificou-se, nas análises CA na frequência fundamental e harmônicas, que a tensão sobre o barramento CC do GSC é "no mínimo" $\sqrt{3}$ vezes maior que a queda de tensão nas suas impedâncias de entrada. Já as equações em (2.54) e (2.57), assim como (2.47) e (2.50), mostram que, independente da sequência de harmônico que é sintetizada pela topologia 2L-2B, as tensões $\dot{v}_{Z_{ah}}$, $\dot{v}_{Z_{bh}}$ e $\dot{v}_{Z_{ch}}$ mantêm a simetria fasorial com defasamento angular de 120° entre si.

2.6 Estratégias de Controle para a Simulação do Conversor do Lado da Rede GSC

Este tópico destina-se a apresentação das estratégias de controle adotadas para a simulação dos conversores de dois níveis, NPC e *flying capacitor* de dois braços, todos operando

como GSC. Para cada estrutura foi adotada, basicamente, a mesma estratégia de controle com o intuito de compensar harmônicos, reativo e regular a tensão no capacitor. No entanto, foram adotadas algumas alterações, quanto a modulação dos sinais de controle, entre as topologias propostas com chaves reduzidas e suas respectivas versões com três braços.

2.6.1 Obtenção das Correntes de Compensação de Harmônicos e Reativos

A estratégia de controle para a compensação dos harmônicos e reativos se utiliza da teoria de potência instantânea, teoria pq (AKAGI *et al.*, 1984). Essa teoria já é sedimentada e consagrada em diversas literaturas. Para as estruturas de dois braços, a teoria pq é abordada em Lin *et al.* (2004), Lin e Wei (2004b), Lin *et al.* (2006) e Singh *et al.* (2007).

Como as estruturas de dois níveis, NPC e *flying capacitor* são propostas para operarem em sistemas trifilares (as componentes homopolares não são consideradas). Desta forma, a transformada de Clarke, com invariância em potência, usada para converter as variáveis de coordenadas abc para $\alpha\beta$, ambas estacionárias, é indicada em (2.58).

$$C_{\alpha\beta}^{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.58)$$

A carga não-linear localizada no PCC, Figuras 13, 16 e 18, apresenta uma demanda de potência ativa e reativa que podem ser decompostas em componentes constantes e oscilantes de acordo com a Teoria pq . A equação (2.59) mostra a correlação entre as potências ativa e reativa, com suas componentes constante e oscilante, e as componentes em $\alpha\beta$ da tensão e da corrente.

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p}_L + \tilde{p}_L \\ \bar{q}_L + \tilde{q}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{SN\alpha} & v_{SN\beta} \\ -v_{SN\beta} & v_{SN\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix}. \quad (2.59)$$

Aplicando a inversa da matriz das tensões em $\alpha\beta$ em ambos os membros da equação (2.59), pode-se obter as correntes em $\alpha\beta$ em função das tensões e potências:

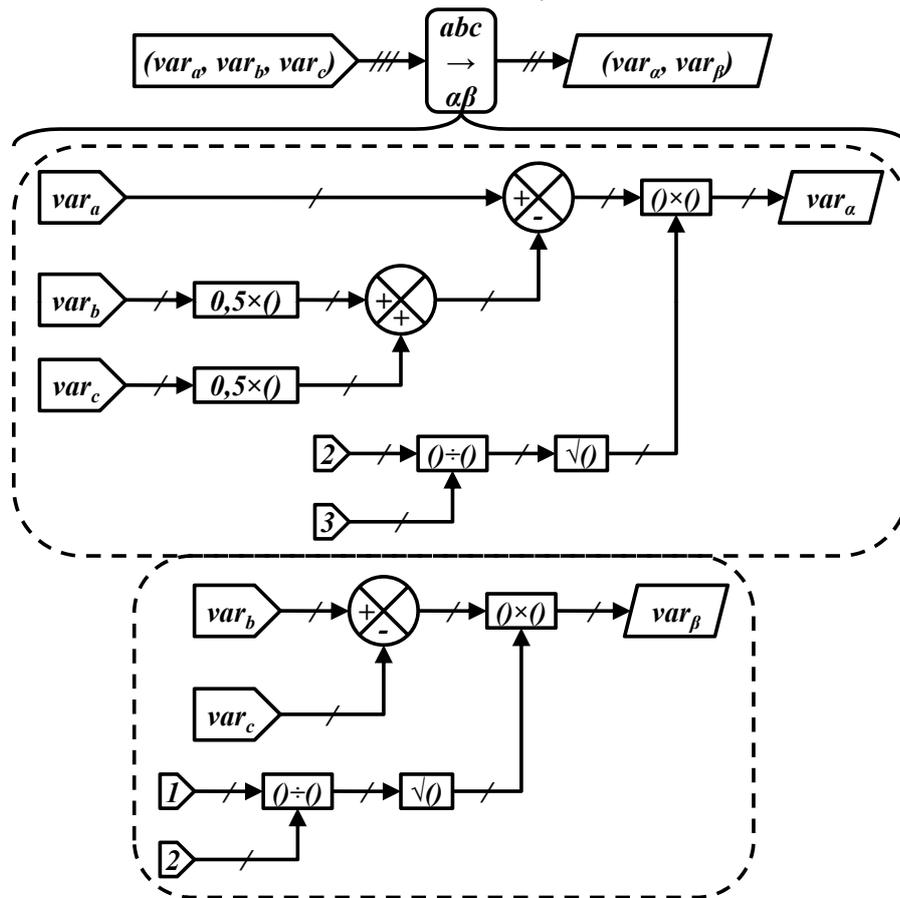
$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{SN\alpha}^2 + v_{SN\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{SN\alpha} & -v_{SN\beta} \\ v_{SN\beta} & v_{SN\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{p}_L + \tilde{p}_L \\ \bar{q}_L + \tilde{q}_L \end{bmatrix}. \quad (2.60)$$

Como o interesse do controle é compensar os harmônicos e os reativos da carga (\tilde{p}_L e q_L), a equação (2.60) é modificada para (2.61). A equação (2.61) é usada no controle a fim de gerar as componentes de referência de corrente para a compensação de harmônicos e reativos.

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha}^* \\ i_{L\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{-1}{v_{SN\alpha}^2 + v_{SN\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{SN\alpha} & -v_{SN\beta} \\ v_{SN\beta} & v_{SN\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p}_L \\ q_L \end{bmatrix}. \quad (2.61)$$

A Figura 21 mostra a implementação da transformada de Clarke, equação (2.58), que será usada no controle. A Figura 22 mostra o bloco de cálculo das potências ativa e reativa instantâneas, detalhando a implementação interna da equação (2.59). Deve ser lembrado que as correntes na entrada desse bloco são as da carga conectada ao PCC, i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} . Já as tensões, são as medidas no PCC, v_{SaN} , v_{SbN} e v_{ScN} .

Figura 21 – Transformada de Clarke aplicada a um grupo de variáveis quaisquer $(var_a, var_b, var_c) \Rightarrow (var_\alpha, var_\beta)$, por exemplo

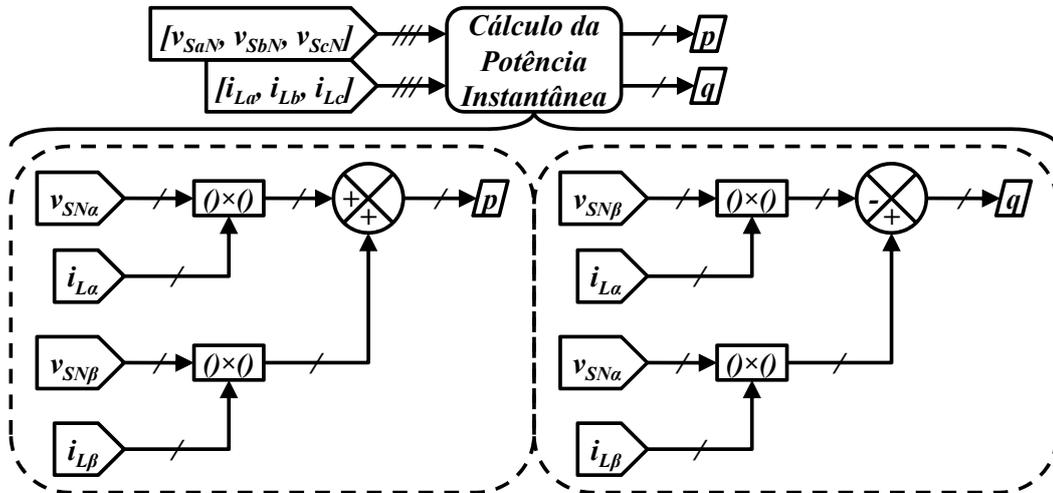


Fonte: elaborada pelo autor.

A Figura 23 ilustra a obtenção das correntes de referência em $\alpha\beta$ a partir da equação (2.60). Nota-se que as correntes de referência, por estarem em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$, precisam ser convertidas para coordenadas abc . Assim, faz-se necessário aplicar a transformada inversa de Clarke, equação (2.62), que é implementada na Figura 24.

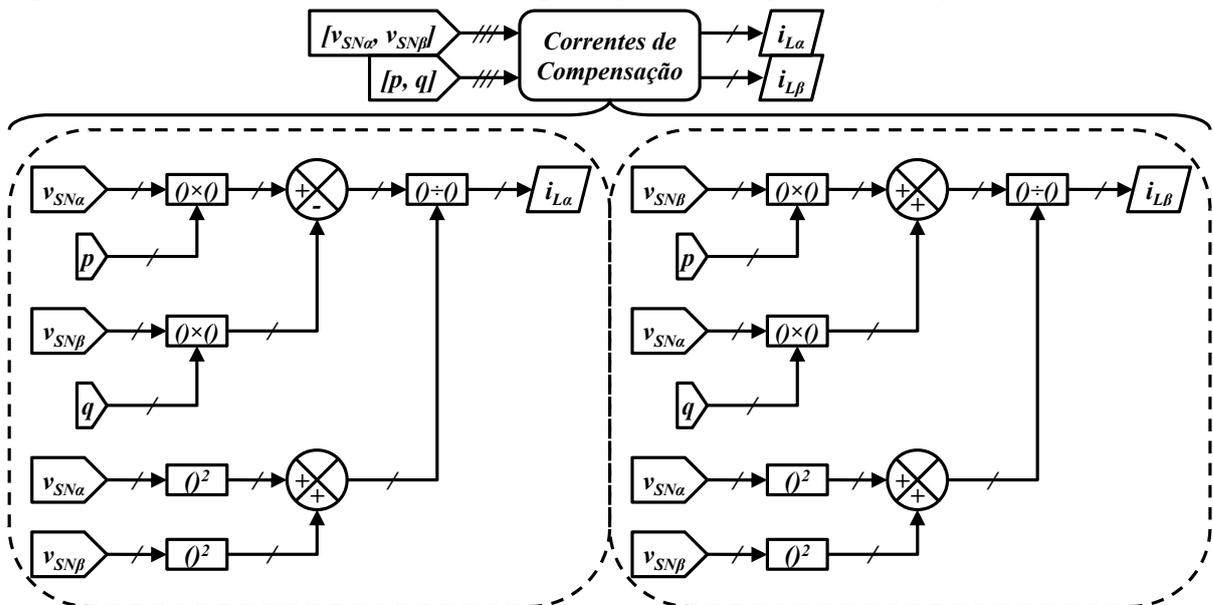
$$\begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix}. \quad (2.62)$$

Figura 22 – Cálculo das potências instantâneas pela Teoria pq a partir das coordenadas $\alpha\beta$



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 23 – Cálculo das correntes de compensação em $\alpha\beta$ pela Teoria pq

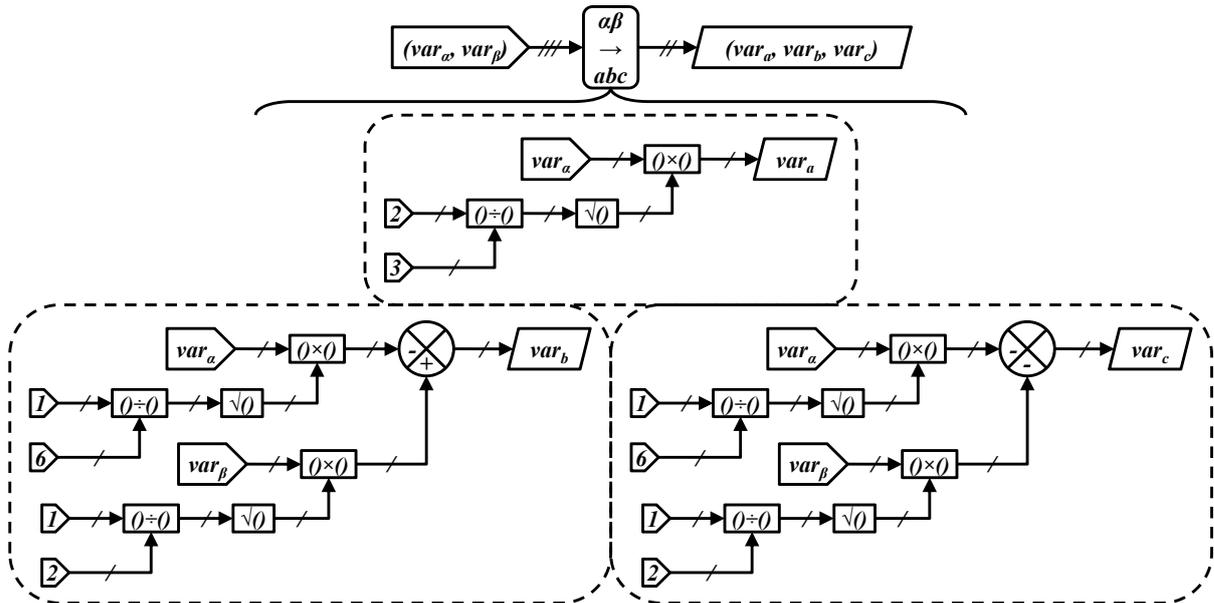


Fonte: elaborada pelo autor.

Com os blocos de transformada direta e transformada inversa de Clarke, cálculo de potência instantânea e cálculo das correntes de compensação, é possível extrair, então, os sinais de referência para a compensação de harmônicos e reativos pelos conversores. Deve ser atentado que $-\tilde{p}$ e $-q$ devem ser obtidos na saída do bloco de cálculo de potência instantânea. Para obter $-\tilde{p}$ é usado um filtro passa-baixa cuja saída (\bar{p}) é somada com o negativo de p . Já a potência reativa instantânea é simplesmente multiplicada por -1.

A Figura 25 ilustra parte do controle que é necessário para a obtenção dos sinais de corrente de referência para a compensação dos harmônicos da carga não-linear, bem como

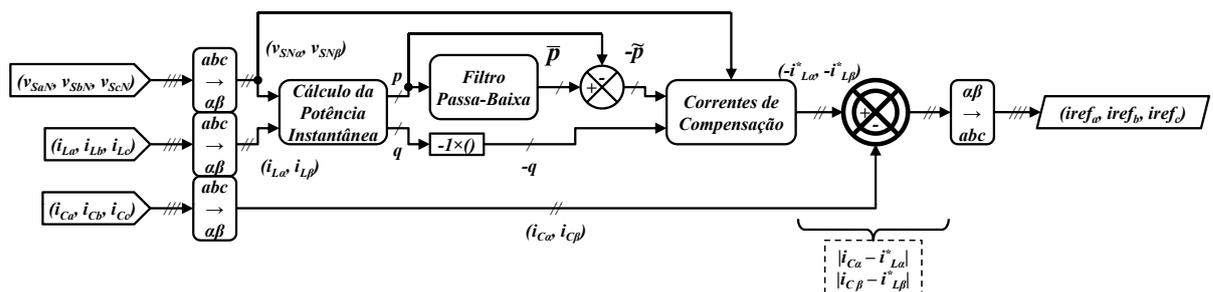
Figura 24 – Transformada inversa de Clarke aplicada a um grupo de variáveis quaisquer $(var_\alpha, var_\beta) \Rightarrow (var_a, var_b, var_c)$



Fonte: elaborada pelo autor.

seus reativos. Essa parte do controle é usada para todas as topologias abordadas nesse trabalho. Ao contrário de Lin *et al.* (2006) e Singh *et al.* (2007), optou-se em fechar a malha de corrente comparando as componentes $\alpha\beta$ das correntes dos conversores com as componentes $\alpha\beta$ geradas pelo bloco de cálculo das correntes de compensação, assim como em Lin *et al.* (2004), Lin e Wei (2004b) e Hsan *et al.* (2013).

Figura 25 – Estratégia para gerar correntes de referência para mitigação dos harmônicos e compensação reativa



Fonte: adaptada de Morais *et al.* (2017a), Morais *et al.* (2017b), Morais *et al.* (2017c).

2.6.2 Regulação da Tensão no Elo CC

Em algumas referências, citadas neste capítulo, são abordadas diferentes formas de se regular a tensão no barramento com capacitores divididos dos conversores de dois braços. Em Hsan *et al.* (2013), tem-se, em coordenadas abc , que as tensões sobre os capacitores C1 e C2,

Figura 13, podem ser expressas em função dos lemas de chaveamento, conforme indicado na equação (2.63). Ou através das razões cíclicas.

$$\begin{aligned} C1 \cdot \frac{dv_{CC1}}{dt} &= S_{ea} \cdot i_{Ca} + S_{eb} \cdot i_{Cb} \\ C2 \cdot \frac{dv_{CC2}}{dt} &= (1 - S_{ea}) \cdot i_{Ca} + (1 - S_{eb}) \cdot i_{Cb} \end{aligned} \quad (2.63)$$

Aplicando a transformada de Park em (2.63), tem-se:

$$\begin{aligned} C1 \cdot \frac{dv_{CC1}}{dt} &= S_{ed} \cdot i_{Cd} + S_{eq} \cdot i_{Cq} \\ C2 \cdot \frac{dv_{CC2}}{dt} &= (S_{ed} - 1) \cdot i_{Cd} + (S_{eq} - 1) \cdot i_{Cq} \end{aligned} \quad (2.64)$$

Desde que as tensões da rede elétrica sejam balanceadas, (2.65), é possível compensar as perdas no conversor fazendo o controle agir nas componentes i_{Cd} ou i_{Cq} . A equação (2.66) é similar a (2.59), com a diferença de que as potências instantâneas são calculadas em coordenadas síncronas. Nesse caso, as potências instantâneas calculadas seriam com relação ao conversor (BALA *et al.*, 2004; HSAN *et al.*, 2013).

$$v_{SaN}(t) + v_{SbN}(t) + v_{ScN}(t) = 0. \quad (2.65)$$

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{SNd} & v_{SNq} \\ -v_{SNq} & v_{SNd} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}. \quad (2.66)$$

As tensões da rede devem ser balanceadas (HSAN *et al.*, 2013) para permitir o controle atuar apenas em uma das componentes, i_{Cd} ou i_{Cq} , e, assim, compensar as perdas do conversor. Então, utilizando a transformada de Park, a tensão no eixo em quadratura, v_{SNq} , é zero. Assim, (2.66) pode ser simplificada na equação (2.67).

$$\begin{aligned} p &= v_{SNd} \cdot i_{Cd} \\ q &= v_{SNd} \cdot i_{Cq} \end{aligned} \quad (2.67)$$

Somando-se as equações em (2.64), obtém-se a equação (2.68). Da equação (2.68), seleciona-se a parcela $(2 \cdot S_{ed} - 1) \cdot i_{Cq}$ para regular a tensão do barramento CC, (2.69). Como as tensões nos terminais do conversor são consideradas balanceadas, a parcela $(2 \cdot S_{eq} - 1) \cdot i_{Cd}$ é nula (HSAN *et al.*, 2013).

$$C_{1,2} \cdot \frac{dv_{CC}}{dt} = C_{1,2} \cdot \left(\frac{dv_{CC1}}{dt} + \frac{dv_{CC2}}{dt} \right) = (2 \cdot S_{ed} - 1) \cdot i_{Cd} + (2 \cdot S_{eq} - 1) \cdot i_{Cq}. \quad (2.68)$$

Designação: $C_{1,2}$ é a capacitância equivalente do barramento CC.

$$u_{CC} = (2 \cdot S_{ed} - 1) \cdot i_{Cq}. \quad (2.69)$$

Manipulando e multiplicando a equação (2.69) por v_{CC} , tem-se:

$$i_{Cq} = \frac{u_{CC}}{(2 \cdot S_{ed} - 1)} = \frac{u_{CC} \cdot v_{CC}}{(2 \cdot S_{ed} - 1) \cdot v_{CC}}. \quad (2.70)$$

O termo $(2 \cdot S_{ed} - 1) \cdot v_{CC}$ de (2.70) é reescrito em (2.71), mostrando que é a própria tensão média sobre as impedâncias de entrada do conversor. Ou seja, a corrente de frequência fundamental no eixo em quadratura que entra no conversor é proporcional à tensão v_{CC} durante o ciclo de chaveamento do conversor (HSAN *et al.*, 2013). Como a corrente é considerada positiva, entrando no conversor, e o mesmo se comporta como *boost* no lado de corrente alternada, a queda de tensão nos terminais de conversor é negativa (BALA *et al.*, 2004).

$$(2 \cdot S_{ed} - 1) \cdot v_{CC} = [S_{ed} + (S_{ed} - 1)] \cdot v_{CC} = -Z_{RL} \cdot i_{Cq1}^*. \quad (2.71)$$

Designação: Z_{RL} é a impedância equivalente nos terminais dos conversores. i_{Cq1}^* é a corrente de referência de eixo em quadratura do conversor na frequência fundamental, que pode regular a tensão no barramento CC.

Substituindo $-Z_{RL} \cdot i_{Cq1}^*$ em (2.70) e aplicando Laplace, tem-se:

$$i_{Cq} = \frac{u_{CC} \cdot v_{CC}}{-Z_{RL} \cdot i_{Cq1}^*} \xrightarrow{L\{s\}} I_{Cq1}^* = \frac{V_{CC}}{-Z_{RL} \cdot I_{Cq}} \cdot U_{CC}. \quad (2.72)$$

O erro entre a tensão total do barramento CC, v_{CC} , e sua referência, equação (2.73), é aplicado a um compensador (PI, por exemplo) a fim de extrair a componente I_{Cq1}^* de referência (HSAN *et al.*, 2013).

$$\tilde{v}_{CC} = v_{CC}^* - v_{CC}. \quad (2.73)$$

Designação: \tilde{v}_{CC} é o sinal de erro da tensão no barramento CC. v_{CC}^* é o sinal de referência de tensão no barramento CC.

A regulação da tensão no barramento CC em Hsan *et al.* (2013) pretende manter a tensão total no barramento CC estável no seu nível de referência. Segundo Bala *et al.* (2004), há a possibilidade das tensões nos capacitores $C1$ e $C2$, nos conversores de dois braços abordados neste trabalho, de divergirem em seus níveis de regime. Ou seja, ao invés das tensões v_{CC1} e v_{CC2} serem iguais entre si e serem a metade da tensão total do barramento, $v_{CC}/2$, essas tensões podem entrar em regime em níveis diferentes e, mesmo assim, a tensão no elo CC convergir para a referência v_{CC} . Se o controle não contemplar o balanço de tensão entre os capacitores $C1$ e $C2$ há o risco da tensão em um desses capacitores atingir níveis acima de sua especificação nominal.

Analisando, por exemplo, o conversor de dois níveis, Figura 15, com base na abordagem de Bala *et al.* (2004), é possível obter as equações em (2.75) usando os estados de chaveamento E_{s_a} e E_{s_b} , apresentados anteriormente, como indicado em (2.74) (desconsiderando as quedas de tensão devidas as perdas internas dos filtros de linha na entrada do conversor).

$$\begin{aligned} v_{ac} &= E_{s_a} \cdot v_{CC1} - (1 - E_{s_b}) \cdot v_{CC2} \\ v_{bc} &= E_{s_b} \cdot v_{CC1} - (1 - E_{s_b}) \cdot v_{CC2} \end{aligned} \quad (2.74)$$

Aplicando a lei das malhas no circuito compreendido entre a fase a e a fase c na Figura 13 (fazendo o mesmo entre as fases b e c), obtém-se o seguinte:

$$\begin{aligned} -v_{Sac} + L \cdot \frac{di_{cac}}{dt} + E_{s_a} \cdot v_{CC1} - (1 - E_{s_b}) \cdot v_{CC2} &= 0 \\ -v_{Sbc} + L \cdot \frac{di_{cbc}}{dt} + E_{s_b} \cdot v_{CC1} - (1 - E_{s_b}) \cdot v_{CC2} &= 0 \end{aligned} \quad (2.75)$$

Lembrando que v_{Sac} e v_{Sbc} , em (2.30), são as tensões de linha no PCC. Se E_{s_a} ou E_{s_b} forem iguais a 1, as tensões v_{ac} e v_{bc} serão iguais a $v_{CC1} = v_{CC}/2$. Se E_{s_a} ou E_{s_b} forem iguais a 0, as tensões v_{ac} e v_{bc} serão iguais a $-v_{CC2} = -v_{CC}/2$.

Se a soma das correntes que entram no conversor é zero, (2.33), é possível obter as correntes que entram em cada fase do conversor em função das correntes equivalentes definidas em (2.36) a partir de (2.76).

$$\begin{aligned} i_{Ca} &= \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot i_{Cac} - i_{Cbc}) \\ i_{Cb} &= \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot i_{Cbc} - i_{Cac}) \\ i_{Cc} &= \frac{-1}{3} \cdot (i_{Cac} + i_{Cbc}) \end{aligned} \quad (2.76)$$

As equações em (2.77) definem a corrente que passa pelos capacitores $C1$ e $C2$ com base nos estados de condução, E_{s_a} e E_{s_b} .

$$\begin{aligned} i_{CC1} &= C1 \cdot \frac{dv_{CC1}}{dt} = \frac{1}{3} \cdot [(2 \cdot E_{s_a} - E_{s_b}) \cdot i_{Cac} + (-E_{s_a} + 2 \cdot E_{s_b}) \cdot i_{Cbc}] \\ i_{CC2} &= C2 \cdot \frac{dv_{CC2}}{dt} = -\frac{1}{3} \cdot [(1 + E_{s_b} - 2 \cdot E_{s_a}) \cdot i_{Cac} + (1 - 2 \cdot E_{s_b} + E_{s_a}) \cdot i_{Cbc}] \end{aligned} \quad (2.77)$$

Designação: i_{CC1} corrente do capacitor $C1$. i_{CC2} corrente do capacitor $C2$.

Analisando a equação (2.77), em comparação com a Figura 15, tem-se:

$$\left\{ \begin{aligned} [i_{CC1} = 0; i_{CC2} = i_{Cc} = \frac{-1}{3} \cdot (i_{Cac} + i_{Cbc})] &\Rightarrow [E_{s_a} = 0; E_{s_b} = 0] \\ [i_{CC1} = i_{Cb} = \frac{1}{3} \cdot (-i_{Cac} + 2 \cdot i_{Cbc}); i_{CC2} = i_{Ca} = \frac{1}{3} \cdot (-2 \cdot i_{Cac} + i_{Cbc})] &\Rightarrow [E_{s_a} = 0; E_{s_b} = 1] \\ [i_{CC1} = i_{Ca} = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot i_{Cac} - i_{Cbc}); i_{CC2} = i_{Cb} = \frac{1}{3} \cdot (i_{Cac} - 2 \cdot i_{Cbc})] &\Rightarrow [E_{s_a} = 1; E_{s_b} = 0] \\ [i_{CC1} = -i_{Cc} = \frac{1}{3} \cdot (i_{Cac} + i_{Cbc}); i_{CC2} = 0] &\Rightarrow [E_{s_a} = 1; E_{s_b} = 1] \end{aligned} \right. \quad (2.78)$$

Em Bala *et al.* (2004), o conversor analisado é um conversor de dois níveis. A razão cíclica das chaves em cada braço é δ_a e δ_b . Logo, as razões cíclicas complementares são $(1 - \delta_a)$ e $(1 - \delta_b)$. Assim, as tensões médias V_{ac} e V_{bc} nos terminais do conversor podem ser determinadas da seguinte forma:

$$\begin{aligned} V_{ac} &= \delta_a \cdot V_{CC1} + (1 - \delta_a) \cdot V_{CC2} \\ V_{bc} &= \delta_b \cdot V_{CC1} + (1 - \delta_b) \cdot V_{CC2} \end{aligned} \quad (2.79)$$

Durante um período de chaveamento dos braços, o período T é igual a $[\delta_a + (1 - \delta_a)] \cdot T$. As tensões médias V_{ac} e V_{bc} são, então, o resultado da combinação das contribuições de V_{CC1} e V_{CC2} durante os períodos de chaveamento dos respectivos braços. V_{CC1} e V_{CC2} são as tensões médias nos capacitores $C1$ e $C2$.

Ainda utilizando as razões cíclicas das chaves de cada braço, δ_a e δ_b , as correntes nos capacitores podem ser definidas conforme indicado em (2.80) (BALA *et al.*, 2004). Segundo Bala *et al.* (2004), a integração das correntes nos capacitores, equações em (2.80), fornece a componente oscilante, na frequência fundamental, da tensão nos capacitores. As tensões nos capacitores podem oscilar em fase ou fora de fase, com respeito a fase c implicando em fornecimento ou consumo de potência. Para Bala *et al.* (2004), a parte oscilatória da tensão nos capacitores do barramento CC se dá na frequência fundamental, conforme indicado na equação (2.81).

$$\begin{aligned} i_{CC1} &= \delta_a \cdot i_{Ca} + \delta_b \cdot i_{Cb} \\ i_{CC2} &= (1 - \delta_a) \cdot i_{Ca} + (1 - \delta_b) \cdot i_{Cb} \end{aligned} \quad (2.80)$$

$$v_{CA} = \pm \frac{I_F}{2 \cdot \omega \cdot C} \cdot \cos(\omega \cdot t). \quad (2.81)$$

Designação: v_{CA} é a componente oscilante da tensão de cada capacitor, $C1$ ou $C2$. ω é a frequência angular fundamental, C é a capacitância (que pode ser $C1$ ou $C2$) e I_F é o valor eficaz da componente fundamental oscilante. Observa-se, diretamente, que as capacitâncias elevadas tendem a minimizar a componente oscilativa das tensões no barramento CC.

Como as tensões nos terminais do conversor em relação a fase c podem ser obtidas em função das razões cíclicas, (2.79), Bala *et al.* (2004) propõe analisar a queda de tensão média nos indutores de entrada do conversor. Vale salientar que o autor supracitado analisa um conversor de dois braços e dois níveis considerando apenas indutâncias nos seus terminais de entrada,

descartando a presença das resistências série. Essa análise é indicada em (2.82), incorporando as equações em (2.79), em substituição às tensões médias nos terminais do conversor.

$$\begin{aligned} V_L &= -V_{ac} + V_{Sac} = -[\delta_a \cdot V_{CC1} + (1 - \delta_a) \cdot V_{CC2}] + V_{Sac} = 0 \\ V_L &= -V_{bc} + V_{Sbc} = -[\delta_b \cdot V_{CC1} + (1 - \delta_b) \cdot V_{CC2}] + V_{Sbc} = 0 \end{aligned} \quad (2.82)$$

Designação: V_L queda de tensão média no indutor L de entrada no conversor. V_{ac} e V_{bc} tensões médias nos terminais do conversor. V_{Sac} e V_{Sbc} tensões médias no PCC, Figura 13. A tensão média nos indutores deve ser nula (BALA *et al.*, 2004).

Para Bala *et al.* (2004), deve ser observado que, em caso de fator de potência unitário, as correntes de linha devem estar em fase com as tensões de fase. Para tal efeito, a carga emulada é resistiva (R), logo, as tensões médias de linha V_{Sac} e V_{Sbc} podem ser descritas da seguinte forma:

$$\begin{aligned} V_{Sac} &= R \cdot i_{Sac} = R \cdot (i_{Sa} - i_{Sc}) \\ V_{Sbc} &= R \cdot i_{Sbc} = R \cdot (i_{Sb} - i_{Sc}) \end{aligned} \quad (2.83)$$

Rearranjando as equações em (2.82) e substituindo V_{Sac} e V_{Sbc} , definidos em (2.83), tem-se:

$$\begin{aligned} V_{Sac} &= R \cdot i_{Sac} = V_{CC2} + \delta_a \cdot (V_{CC1} - V_{CC2}) \\ V_{Sbc} &= R \cdot i_{Sbc} = V_{CC2} + \delta_b \cdot (V_{CC1} - V_{CC2}) \end{aligned} \quad (2.84)$$

Assim, Bala *et al.* (2004) propõe a comparação individual dos níveis de tensão CC de cada capacitor do barramento a fim de gerar dois erros. Cada erro passa por um compensador (PI, por exemplo), tendo como saída os valores médios das tensões nos capacitores. Esses valores médios são comparados e o resultado passa por um integrador resetável na frequência de chaveamento desejada. Esse processo gera a parcela $\delta_{a,b} \cdot (V_{CC1} - V_{CC2})$ das equações (2.84). A saída do integrador é multiplicada por um ganho (frequência do *reset* do integrador) e somada a V_{CC2} . O resultado após a soma com V_{CC2} é comparado com as correntes de linha i_{Sac} e i_{Sbc} a fim de gerar os pulsos para as chaves.

O método *one cycle control* (OCC) proposto em Bala *et al.* (2004) e o modelo de regulação do barramento CC, proposto em Hsan *et al.* (2013), são métodos bem elaborados sendo validados em suas respectivas referências. Em Bala *et al.* (2004), percebe-se, pelos resultados, que o objetivo de regular a tensão nos capacitores $C1$ e $C2$ para os mesmos níveis foi alcançado. A regulação da tensão total do barramento CC em Hsan *et al.* (2013) também foi obtido.

Contudo, nota-se em Bala *et al.* (2004) que há a necessidade de dois compensadores e um integrador para estabelecer o controle das tensões v_{CC1} e v_{CC2} . Em Hsan *et al.* (2013),

apenas a tensão total do barramento CC é monitorada, não havendo análise das tensões v_{CC1} e v_{CC2} .

Como visto em Bala *et al.* (2004), manter a controlabilidade da tensão do barramento CC, supondo que as correntes de linha i_{Sac} e i_{Sbc} , equação (2.83), estejam em fase com v_{Sac} e v_{Sbc} , com o uso de um único compensador para o sinal de erro da tensão no barramento, pode implicar em desbalanço entre as tensões v_{CC1} e v_{CC2} . É preciso incorporá ao controle, no que tange a regulação das tensões no barramento CC, um sinal CC, que pode ser observado em (2.84). Desbalanço de tensões entre os capacitores do barramento leva à perdas de chaveado desiguais entre as chaves dos braços e a riscos de sobretensões nos capacitores (BALA *et al.*, 2004).

Com o intuito de compensar a tensão total do barramento CC e as perdas por operação das chaves, bem como garantir sua operação normal, Lin *et al.* (2006) propõe regular a tensão total do barramento CC com o auxílio de um compensador aplicado ao erro, (2.73). Assim como em Hsan *et al.* (2013), a regulação do barramento CC tem que se dar na frequência fundamental da rede a fim de garantir fator de potência unitário para essa operação. Logo, se for conhecido o valor eficaz da corrente fundamental, I_F (2.81) ou a componente de eixo em quadratura I_{Cq} (2.72), será possível estabilizar a tensão total do barramento CC em seu nível de referência v_{CC}^* .

Manipulando a equação (2.72) a fim de obter U_{CC} em função de I_{Cq} , por exemplo, tem-se, de (2.85), que a aplicação de um simples compensador PI pode garantir a componente de regulação do barramento CC. Essa componente é, então, somada às componentes de compensação de harmônicos e reativos da carga, $iref_a$, $iref_b$ e $iref_c$, Figura 25. Lembrando que a soma da componente de regulação do barramento CC com as componentes $iref_a$, $iref_b$ e $iref_c$ deve ser feita no mesmo sistema de coordenadas.

$$U_{CC} = \frac{Z_{RL} \cdot I_{Cq}}{V_{CC}} \cdot I_{Cq1}^* \Rightarrow I_{compV_{CC}} = \frac{1}{C \cdot s} \cdot U_{CC}. \quad (2.85)$$

Designação: C representa a capacitância equivalente do barramento CC. $I_{compV_{CC}}$ é a componente de regulação do barramento CC.

A quantidade de energia trocada entre o sistema elétrico e o campo elétrico dos capacitores $C1$ e $C2$, das estruturas de capacitor dividido, é proporcional ao quadrado da variação de tensão sobre os mesmos. O carregamento e descarregamento dos capacitores se dá na frequência fundamental da rede elétrica. Dessa forma, os capacitores $C1$ e $C2$ são dimensionados conforme a equação (2.86) (LIN *et al.*, 2006).

$$C1_{\min} = C2_{\min} = \frac{2 \cdot \Delta P_L \cdot T_1}{v_{CC}^* \cdot \Delta v_{CC\max}} = \frac{2 \cdot \Delta P_L}{v_{CC}^* \cdot \Delta v_{CC\max} \cdot f_1}. \quad (2.86)$$

Designação: $C1_{\text{mín}}$ e $C2_{\text{mín}}$ são os valores mínimos de capacitância para $C1$ e $C2$. T_1 e f_1 são o período e a frequência da componente fundamental de tensão da rede, respectivamente. $\Delta v_{CC\text{máx}}$ é a oscilação máxima de tensão sobre os capacitores. ΔP_L é a variação de potência ativa da carga para qual o conversor compensa harmônicos e reativos. v_{CC}^* é o nível de tensão de referência para o barramento CC.

Além do controle da tensão do barramento CC, para a completa regulação do barramento CC das estruturas abordadas neste trabalho, é usado o método de compensação da tensão do ponto médio do barramento adotado em Lin e Wei (2003), Lin e Huang (2005), Lin *et al.* (2005) e Lin *et al.* (2006). Em caso da tensão média V_{CC1} maior que V_{CC2} , uma corrente de linha CC é injetada pelo capacitor $C1$, no ciclo seguinte da rede elétrica, para a rede a fim de descarregar $C1$ e carregar $C2$. Caso contrário, uma corrente CC é injetada pelo capacitor $C2$, carregando $C1$ e descarregando $C2$ no ciclo posterior da rede (LIN *et al.*, 2006).

A equação (2.87) é responsável por gerar o sinal CC necessário para manter o balanceamento de tensão entre os capacitores $C1$ e $C2$ (LIN; WEI, 2003; LIN; HUANG, 2005; LIN *et al.*, 2006; LIN *et al.*, 2005). Tal sinal CC, conforme já foi demonstrado anteriormente (BALA *et al.*, 2004), é necessário para manter as duas tensões v_{CC1} e v_{CC2} balanceadas. O filtro passa-baixa adotado para a extração do valor médio dos níveis de tensão dos capacitores $C1$ e $C2$ possui uma largura de banda de 20 Hz.

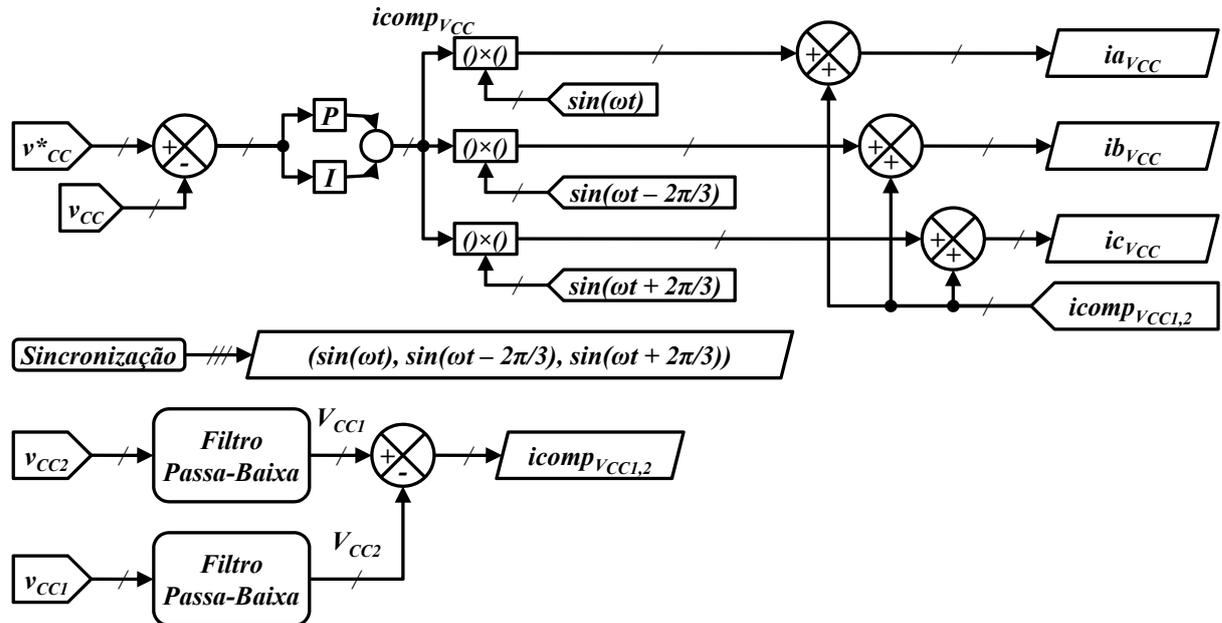
$$I_{compV_{CC1,2}} = K \cdot (V_{CC2} - V_{CC1}). \quad (2.87)$$

Designação: $I_{compV_{CC1,2}}$ é a componente CC de balanceamento das tensões dos capacitores $C1$ e $C2$. V_{CC1} e V_{CC2} são as tensões médias dos capacitores $C1$ e $C2$. K é um ganho cujo valor não pode ser grande. Além disso, é aconselhável usar um limitador para o sinal $I_{compV_{CC1,2}}$ de 3% a 5% dos sinais $iref_a$, $iref_b$ e $iref_c$ da Figura 25 (LIN *et al.*, 2006).

A Figura 26 mostra o esquema do controle destinado para a regulação da tensão do barramento CC. Esse esquema se baseia nas equações (2.85) e (2.87), sendo adotado para os conversores de dois níveis, NPC e *flying capacitor*.

O bloco de sincronização indicado na Figura 26 é detalhado na Figura 27. O bloco de sincronização consiste em um circuito *Phase-Locked-Loop* (PLL) para rastreamento contínuo das tensões v_{SaN} , v_{SbN} e v_{ScN} . A lógica do PLL consiste em calcular uma potência instantânea, similar a equação (2.59). Contudo, a equação (2.59) baseia-se no cálculo da potência instantânea da carga, em coordenadas $\alpha\beta$. A idéia do PLL, empregado no bloco de sincronização, é permitir a regulação do barramento CC compensando as perdas ativas do conversor. Para tanto, é necessário

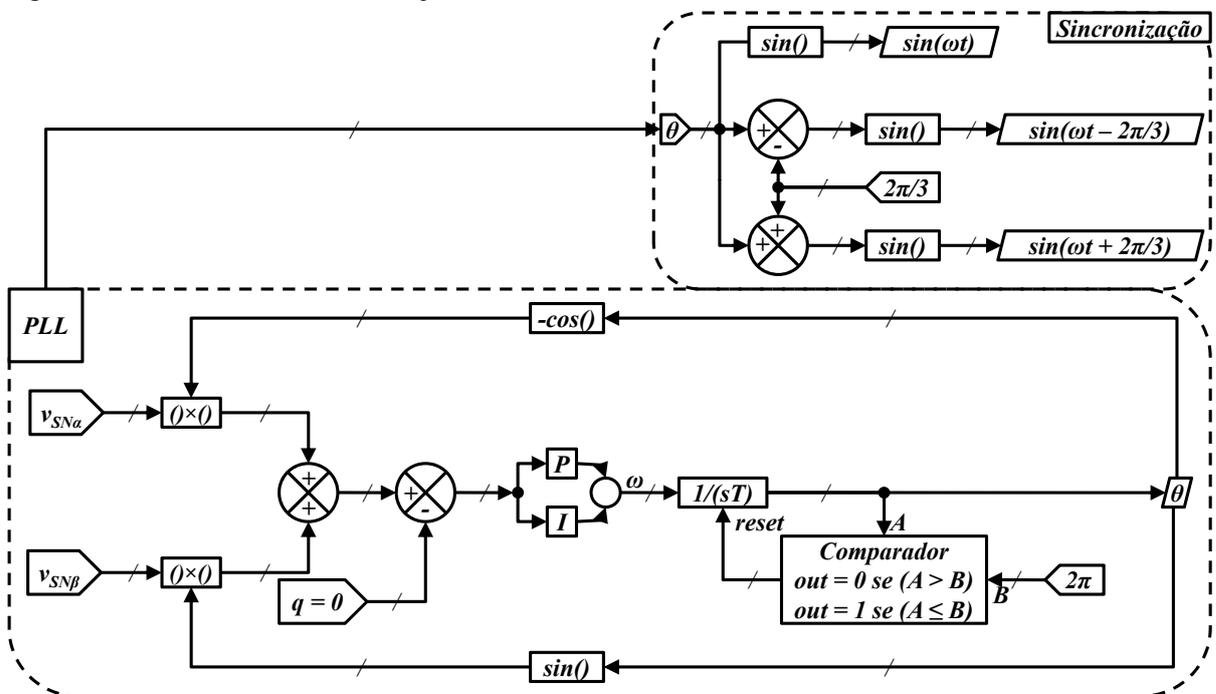
Figura 26 – Estratégia para gerar correntes de referência para regulação do barramento CC



Fonte: adaptada de Morais *et al.* (2017a), Morais *et al.* (2017b), Morais *et al.* (2017c).

rastrear uma variação angular que leve o conversor a processar componentes de corrente na frequência fundamental em fase com as tensões v_{SaN} , v_{SbN} e v_{ScN} (AKAGI *et al.*, 2007).

Figura 27 – Bloco de sincronização



Fonte: elaborada pelo autor.

A equação (2.88) é o oposto da equação (2.59), pois o objetivo do PLL é permitir o conversor demandar potência necessária para a regulação do barramento CC de forma que o

consumo de potência reativa para essa finalidade seja zero. Assim, como indicado na Figura 27, a potência reativa fictícia q^l é comparada com zero gerando um erro como entrada para um compensador tipo PI. A saída do controlador PI corresponde a frequência angular ω fundamental das tensões v_{SaN} , v_{SbN} e v_{ScN} . Para se obter o ângulo θ instantâneo, é usado um integrador resetável em ω . O ângulo θ será o argumento da função $-\cos()$ para obter i_β^l , atrasado de 90° em relação a $v_{SN\alpha}$, e alimentará a função $\sin()$ para obter i_α^l , adiantado de 90° de $v_{SN\beta}$ (AKAGI *et al.*, 2007).

$$\begin{bmatrix} p^l(t) \\ q^l(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -v_{SN\alpha} & -v_{SN\beta} \\ v_{SN\beta} & -v_{SN\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha^l \\ i_\beta^l \end{bmatrix}. \quad (2.88)$$

Ambas, i_α^l e i_β^l , são correntes fictícias que não representam, de fato, as correntes sintetizadas pelos conversores para regulação de seus barramentos CC.

2.6.3 Estratégia de Controle do Conversor de Dois Níveis

Com os sinais de referência obtidos do esquema ilustrado na Figura 25, $iref_a$, $iref_b$ e $iref_c$, e os sinais de referência obtidos do esquema ilustrado na Figura 26, ia_{VCC} , ib_{VCC} e ic_{VCC} , é possível gerar os sinais de referência que os conversores precisam para compensar harmônicos e reativos da carga, e regular a tensão no barramento CC balanceando as tensões sobre os capacitores $C1$ e $C2$. Contudo, para cada conversor é aplicado um método de modulação diferente, mas mantendo o mesmo entre as estruturas de dois e três braços. Ou seja, para cada topologia (dois níveis, NPC e *flying capacitor*) é aplicado um método de modulação e esse método é mantido entre os conversores correspondentes de dois e três braços.

Para a topologia de dois níveis, é usada uma abordagem utilizada em Lin e Huang (2005), Lin *et al.* (2005) e Lin *et al.* (2006). Com essa abordagem, é possível verificar que a modulação das estruturas de dois e três braços dos conversores de dois níveis pode ser feita por uma simples histerese sobre os sinais modulantes.

As referências Lin e Huang (2005), Lin *et al.* (2005) e Lin *et al.* (2006), tratam do *flying capacitor*, Figura 18. Nelas, 4 parâmetros são avaliados: $sign(v_{sac})$, $comp(v_{CCa} - v_{CC}/2)$, $hys(\Delta i_{Ca}^*)$ e $sign(i_{Ca})$, os respectivos parâmetros são, analogamente, analisados para o braço conectado a fase b . As funções $sign()$, $comp()$ e $hys()$ são respectivamente definidas nas equações (2.89), (2.90) e (2.91). Salienta-se que as correntes nos terminais do conversor, $I_{Ca,b,c}$, são consideradas positivas quando entram no conversor. O sinal modulante i_{Ca}^* é o sinal de referência relativo a fase a que o controle gera para a compensação de harmônicos e reativos e a

regulação da tensão no barramento CC.

$$\begin{cases} \text{sign}(A) = 0 \Rightarrow A \leq 0 \\ \text{sign}(A) = 1 \Rightarrow A > 0 \end{cases} \quad (2.89)$$

Designação: A é uma variável qualquer.

$$\begin{cases} \text{comp}(A - B) = 0 \Rightarrow A \leq B \\ \text{comp}(A - B) = 1 \Rightarrow A > B \end{cases} \quad (2.90)$$

Designação: B é uma variável qualquer.

$$\begin{cases} \text{hys}(A) = 0 \Rightarrow A < -\text{lim} \\ \text{hys}(A) = 1 \Rightarrow A > \text{lim} \end{cases} \quad (2.91)$$

Designação: lim é o limite da banda de histerese.

Dos parâmetros abordados para a modulação do *flying capacitor*, apenas os parâmetros relativos a função $\text{comp}()$ não são usados para o caso do conversor de dois níveis, Figura 13. Cada braço do conversor de dois níveis pode ser analisado separadamente. A Tabela 4 mostra os estados de cada parâmetro para a fase a com base na Figura 15.

Tabela 4 – Tabela verdade dos parâmetros $\text{sign}(v_{Sac})$, $\text{hys}(\Delta i_{Ca}^*)$ e $\text{sign}(i_{Ca})$ para a chave $Sa1$

Situações (St)	a $\text{sign}(v_{Sac})$	b $\text{hys}(\Delta i_{Ca}^*)$	c $\text{sign}(i_{Ca})$	$Sa1$
$St1$	0	0	0	1
$St2$	0	0	1	1
$St3$	0	1	0	0
$St4$	0	1	1	0
$St5$	1	0	0	1
$St6$	1	0	1	1
$St7$	1	1	0	0
$St8$	1	1	1	0

Fonte: elaborada pelo autor.

Em $St1$, v_{SaN} é menor que v_{ScN} , assim o sentido de i_{Ca} está saindo do conversor e aumentando de valor. Em $St2$, v_{SaN} é menor que v_{ScN} , o sentido de i_{Ca} está entrando no conversor e diminuindo. Em $St3$, v_{SaN} é menor que v_{ScN} , i_{Ca} está saindo do conversor e diminuindo. Em $St4$, v_{SaN} é menor que v_{ScN} , i_{Ca} está entrando no conversor e aumentando. Em $St5$, v_{SaN} é maior que v_{ScN} , i_{Ca} está saindo do conversor e aumentando de valor. Em $St6$, v_{SaN} é maior que v_{ScN} , i_{Ca} está entrando no conversor e diminuindo de valor. Em $St7$, v_{SaN} é maior que v_{ScN} , i_{Ca} está saindo

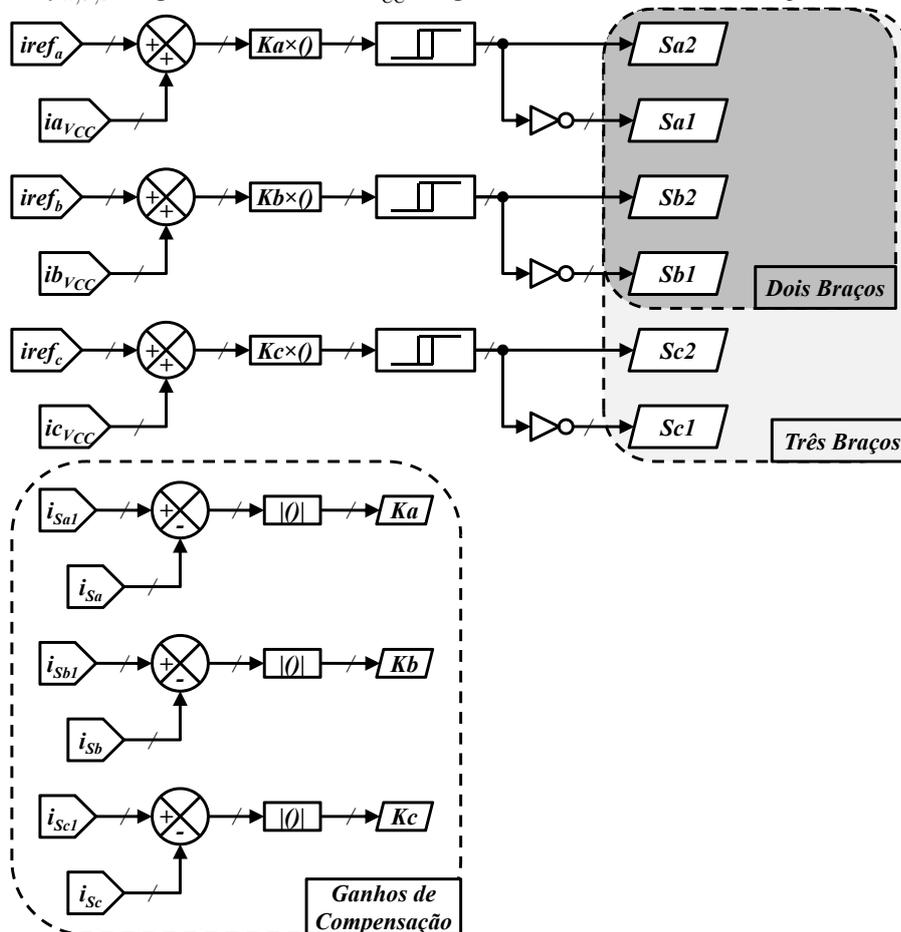
do conversor e diminuindo. E em *St8*, v_{SaN} é maior que v_{ScN} , i_{Ca} está entrando no conversor e aumentando de valor.

Com base na Tabela 4, usando variáveis *abc* em substituição aos parâmetros $sign(v_{Sac})$, $hys(\Delta i_{Ca}^*)$ e $sign(i_{Ca})$, é estabelecida a equação lógica da chave *Sa1*:

$$Sa1 = \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c + a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{b} \cdot c = \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot (\bar{c} + c) + a \cdot \bar{b} \cdot (\bar{c} + c) = \bar{a} \cdot \bar{b} + a \cdot \bar{b} = \bar{b}. \quad (2.92)$$

A equação (2.92) mostra que a modulação do conversor de dois níveis, de dois e três braços, pode ser obtida apenas com a aplicação da banda de histerese aos sinais modulantes. A Figura 28 mostra a estratégia de controle completa do conversor de dois níveis.

Figura 28 – Controle do conversor de dois níveis a partir dos sinais $i_{ref,a,b,c}$, Figura 25, e i_a, b, c, v_{CC} , Figura 26, usado nas simulações



Fonte: adaptada de Moraes *et al.* (2017c).

Os ganhos de compensação utilizados no controle do conversor de dois níveis, Figura 28, permitem extrair, separadamente e continuamente, a diferença com as componentes fundamentais das correntes de cada fase que seguem para a rede elétrica. A Figura 28 mostra que a modulação pode atender tanto o conversor de dois braços quanto o de três braços. Deve ser

salientado que a malha fechada de corrente, ao contrário das referências Lin e Huang (2005), Lin *et al.* (2005) e Lin *et al.* (2006), é realizada entre as componentes em coordenadas $\alpha\beta$.

2.6.4 Estratégia de Controle do NPC

Para o NPC, é utilizado um método que segue uma abordagem diferente do conversor de dois níveis e do *flying capacitor*. Os sinais obtidos dos esquemas ilustrados nas Figuras 25 e 26 ($iref_a$, $iref_b$, $iref_c$, ia_{VCC} , ib_{VCC} e ic_{VCC}) ainda são utilizados. Contudo, tais sinais são usados para gerar os sinais i_{Ca}^* e i_{Cb}^* que substituem as variáveis i_{Ca} e i_{Cb} em (2.32). Dessa forma, os sinais modulantes são v_{ac} e v_{bc} .

Como os sinais modulantes são tensões, v_{ac} e v_{bc} , a modulação será feita com duas portadoras triangulares deslocadas em nível, *Level-Shifted Multicarrier Pulse Width Modulation* (SREENIVASARAO *et al.*, 2010). Como as portadoras estão em fase, essa modulação é conhecida como modulação por disposição de fase oposta, *Phase Disposition* (PD). Esses métodos de modulação são aplicados em Lin e Wei (2003) e Lin e Wei (2004b).

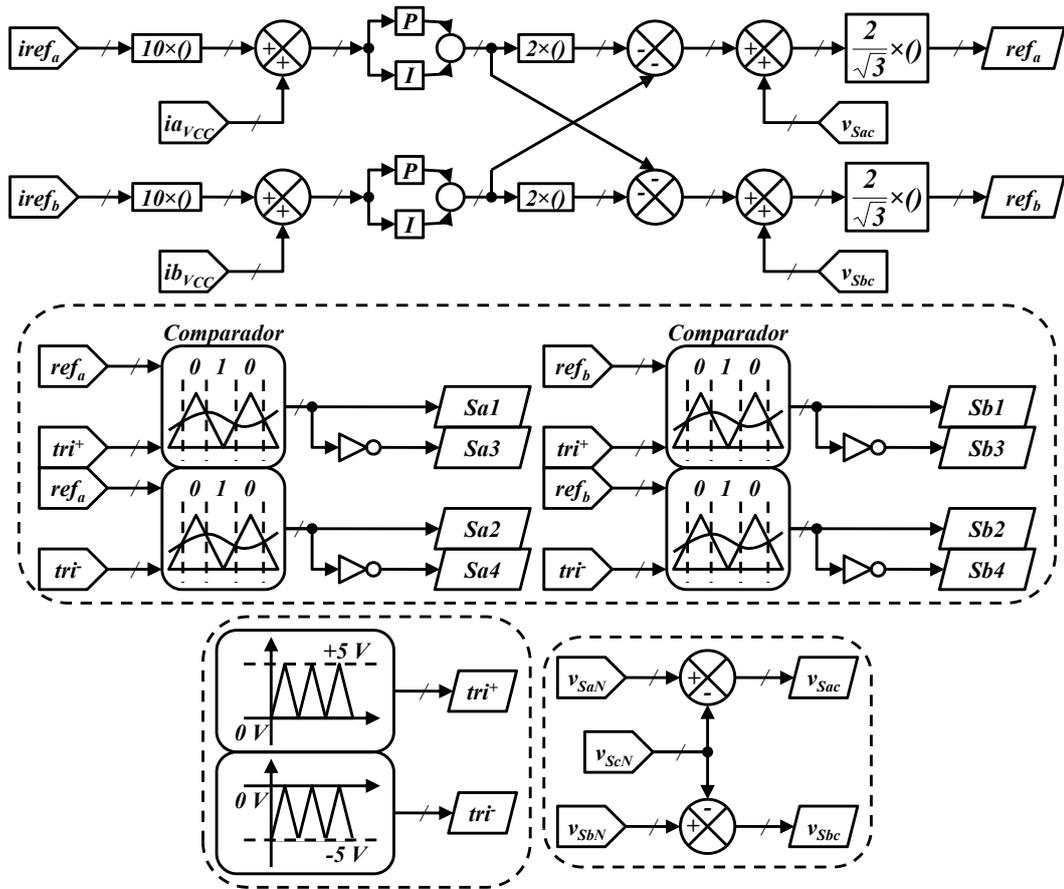
Para o NPC de dois braços, a Figura 29 ilustra o controle completo empregando as equações mostradas em (2.32). Já para o controle do NPC de três braços, é preciso realizar uma modificação nas equações em (2.32), tomando como análise os valores de tensão de fase referidos ao neutro do sistema elétrico N . O controle completo do NPC de três braços é ilustrado na Figura 30.

O ganho 10, aplicado aos sinais $iref_a$ e $iref_b$, melhora a compensação de harmônicos e reativos. Já o ganho $2/\sqrt{3}$, aplicado aos sinais modulantes, melhora a ação de compensação e regulação do controle. Um ganho proporcional constante, como o $2/\sqrt{3}$, também é aplicado aos sinais de referência do controle do NPC de dois braços em Lin e Wei (2004b). As portadoras triangulares, ilustradas na Figura 29, são usadas também para o controle do NPC de três braços ilustrado na Figura 30. No caso do NPC de três braços, o ganho de compensação é 8 ao invés de 10.

2.6.5 Estratégia de Controle do Flying Capacitor

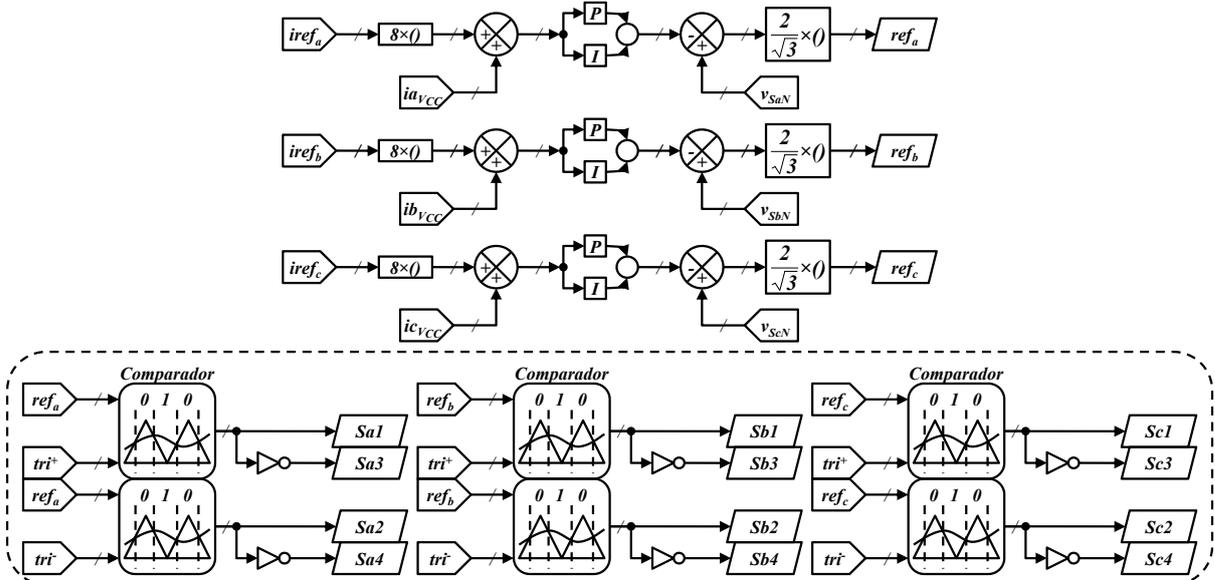
Baseado nas referências Lin e Huang (2005), Lin *et al.* (2005) e Lin *et al.* (2006), o controle do *flying capacitor* também se utiliza dos sinais gerados nos circuitos ilustrados nas Figuras 25 e 26 ($iref_a$, $iref_b$, $iref_c$, ia_{VCC} , ib_{VCC} e ic_{VCC}). Utilizando os parâmetros $sign(v_{Sac})$, $comp(v_{CCa} - v_{CC}/2)$, $hys(\Delta i_{Ca}^*)$ e $sign(i_{Ca})$, definidos anteriormente, pode-se montar a tabela

Figura 29 – Controle do conversor NPC de dois braços, usado nas simulações



Fonte: adaptada de Morais et al. (2017b).

Figura 30 – Controle do conversor NPC de três braços, usado nas simulações



Fonte: elaborada pelo autor.

verdade indicada na Tabela 5. Assim como para o conversor de dois níveis, o estabelecimento da lógica de modulação do conversor *flying capacitor* pode ser feito individualmente para cada braço.

Tabela 5 – Tabela verdade dos parâmetros $sign(v_{Sac})$, $comp(v_{CCa} - v_{CC}/2)$, $hys(\Delta i_{Ca}^*)$ e $sign(i_{Ca})$ para as chaves $Sa1$ e $Sa2$

Situações (St)	a $sign(v_{Sac})$	b $comp(v_{CCa} - v_{CC}/2)$	c $hys(\Delta i_{Ca}^*)$	d $sign(i_{Ca})$	$Sa1$	$Sa2$
$St1$	0	0	0	0	1	0
$St2$	0	0	0	1	0	1
$St3$	0	0	1	0	0	0
$St4$	0	0	1	1	0	0
$St5$	0	1	0	0	0	1
$St6$	0	1	0	1	1	0
$St7$	0	1	1	0	0	0
$St8$	0	1	1	1	0	0
$St9$	1	0	0	0	1	1
$St10$	1	0	0	1	1	1
$St11$	1	0	1	0	1	0
$St12$	1	0	1	1	0	1
$St13$	1	1	0	0	1	1
$St14$	1	1	0	1	1	1
$St15$	1	1	1	0	0	1
$St16$	1	1	1	1	1	0

Fonte: adaptada de Lin e Huang (2005), Lin *et al.* (2005) e Lin *et al.* (2006).

Em $St1$, v_{SaN} é menor que v_{ScN} , v_{CCa} menor que $v_{CC}/2$, i_{Ca} está saindo do conversor aumentando, descarregando $C1$ e carregando Ca . Em $St2$, v_{SaN} é menor que v_{ScN} , v_{CCa} menor que $v_{CC}/2$, i_{Ca} está entrando no conversor diminuindo, descarregando $C2$ e carregando Ca . Em $St3$, v_{SaN} é menor que v_{ScN} , v_{CCa} menor que $v_{CC}/2$, i_{Ca} está saindo do conversor diminuindo, carregando $C2$. Em $St4$, v_{SaN} é menor que v_{ScN} , v_{CCa} menor que $v_{CC}/2$, i_{Ca} está entrando no conversor aumentando, descarregando $C2$. Em $St5$, v_{SaN} é menor que v_{ScN} , v_{CCa} maior que $v_{CC}/2$, i_{Ca} está saindo do conversor aumentando, carregando $C2$ e descarregando Ca . Em $St6$, v_{SaN} é menor que v_{ScN} , v_{CCa} maior que $v_{CC}/2$, i_{Ca} está entrando no conversor diminuindo, carregando $C1$ e descarregando Ca . Em $St7$, v_{SaN} é menor que v_{ScN} , v_{CCa} maior que $v_{CC}/2$, i_{Ca} está saindo do conversor diminuindo, carregando $C2$. E em $St8$, v_{SaN} é menor que v_{ScN} , v_{CCa} maior que $v_{CC}/2$, i_{Ca} está entrando no conversor aumentando, descarregando $C2$.

Para as situações $St9$ a $St16$, as análises feitas de $St1$ a $St8$ são similares. A diferença é que para estas situações, $St9$ a $St16$, v_{SaN} é maior que v_{ScN} . Deve-se notar que, mesmo havendo a necessidade de descarregar ou carregar Ca , há situações em que o caminho de fluxo da corrente não compreende o capacitor Ca . Isso se deve ao estado da resposta da histerese do controle e ao

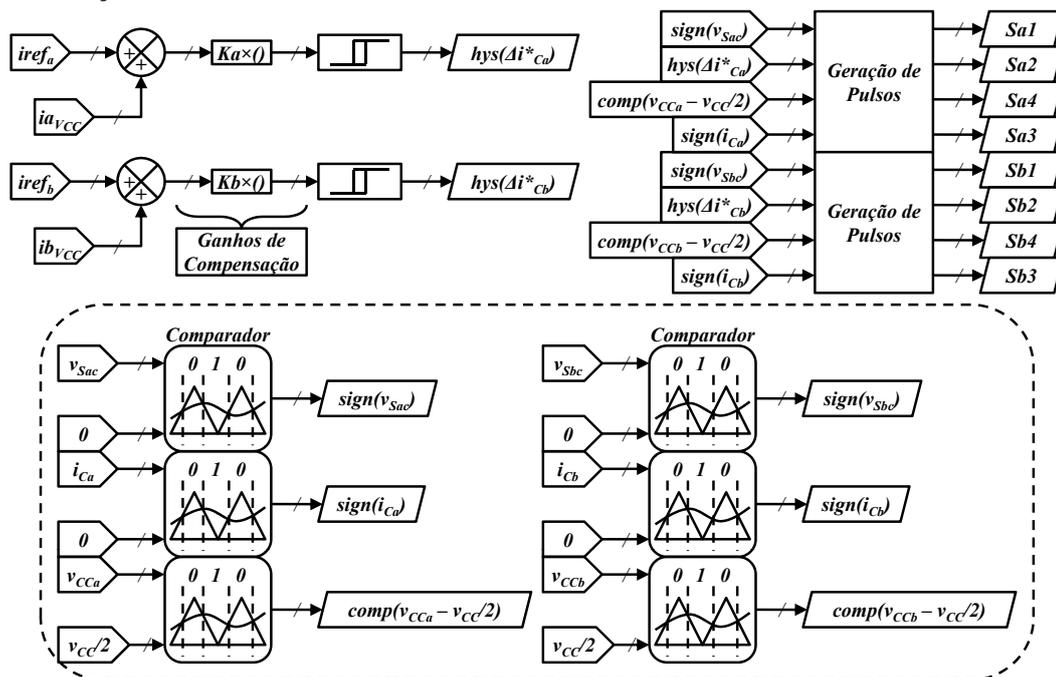
sinal da corrente de compensação do conversor (i_{Ca} no caso da análise do braço ligado a fase a , por exemplo), se a mesma deve entrar ou sair do conversor, aumentando ou diminuindo.

Com base na Tabela 5, usando as variáveis $abcd$ em substituição aos parâmetros $sign(v_{Sac})$, $comp(v_{CCa} - v_{CC}/2)$, $hys(\Delta i_{Ca}^*)$ e $sign(i_{Ca})$, é estabelecida a equação lógica das chaves $Sa1$ e $Sa2$:

$$\begin{aligned} Sa1 &= a \cdot \bar{c} + \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} + b \cdot \bar{c} \cdot d + a \cdot b \cdot d + a \cdot \bar{b} \cdot \bar{d} \\ Sa2 &= a \cdot \bar{c} + b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} + \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot d + a \cdot b \cdot \bar{d} + a \cdot \bar{b} \cdot d \end{aligned} \quad (2.93)$$

As equações em (2.93) são as mesmas obtidas em Lin e Huang (2005), Lin *et al.* (2005) e Lin *et al.* (2006), e delas pode-se extrair o controle das chaves do *flying capacitor*. A Figura 31 ilustra, então, o esquema completo do controle do conversor *flying capacitor* de dois braços. A Figura 32 detalha o bloco de geração de pulsos.

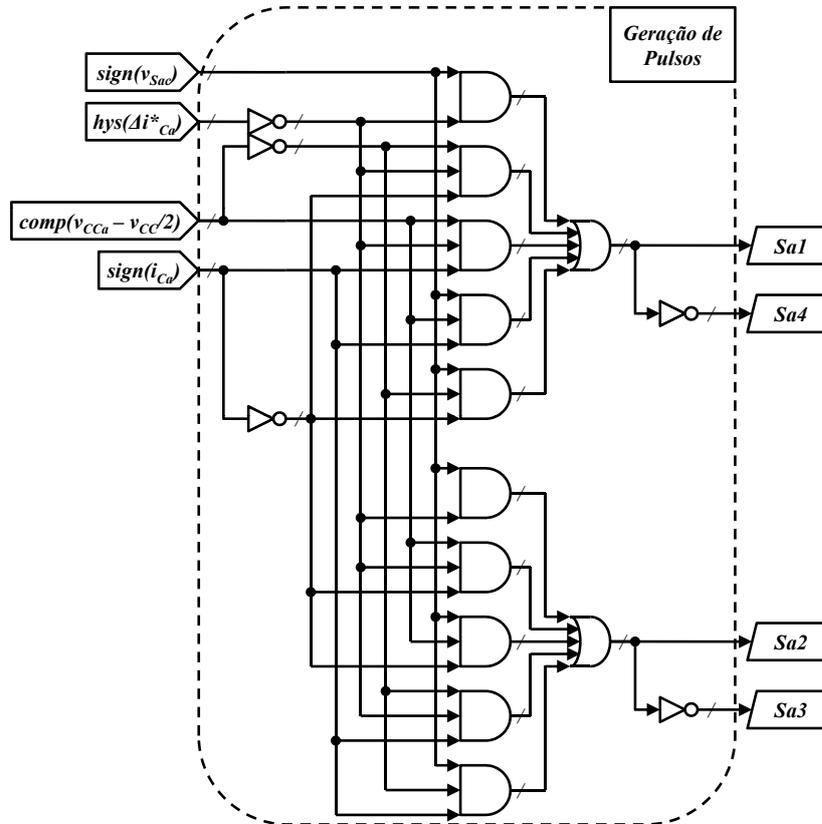
Figura 31 – Controle do conversor *flying capacitor* de dois braços, usado nas simulações



Fonte: adaptada de Morais *et al.* (2017a).

Para o *flying capacitor* de três braços, o esquema de controle observado na Figura 31 sofre algumas alterações. Ao invés das tensões de linha referenciadas à fase c , são usadas as tensões de fase referenciadas ao neutro do sistema elétrico. O esquema de controle do *flying capacitor* de três braços é ilustrado na Figura 33. Deve ser salientado que os blocos de geração de pulsos, Figura 32, são utilizados também para a estrutura de três braços.

Figura 32 – Bloco de geração de pulsos do *flying capacitor*, aplicado aos braços da fase *a* do conversor de dois braços



Fonte: elaborada pelo autor.

2.7 Estratégia de Controle para a Simulação do Conversor do Lado do Rotor (RSC)

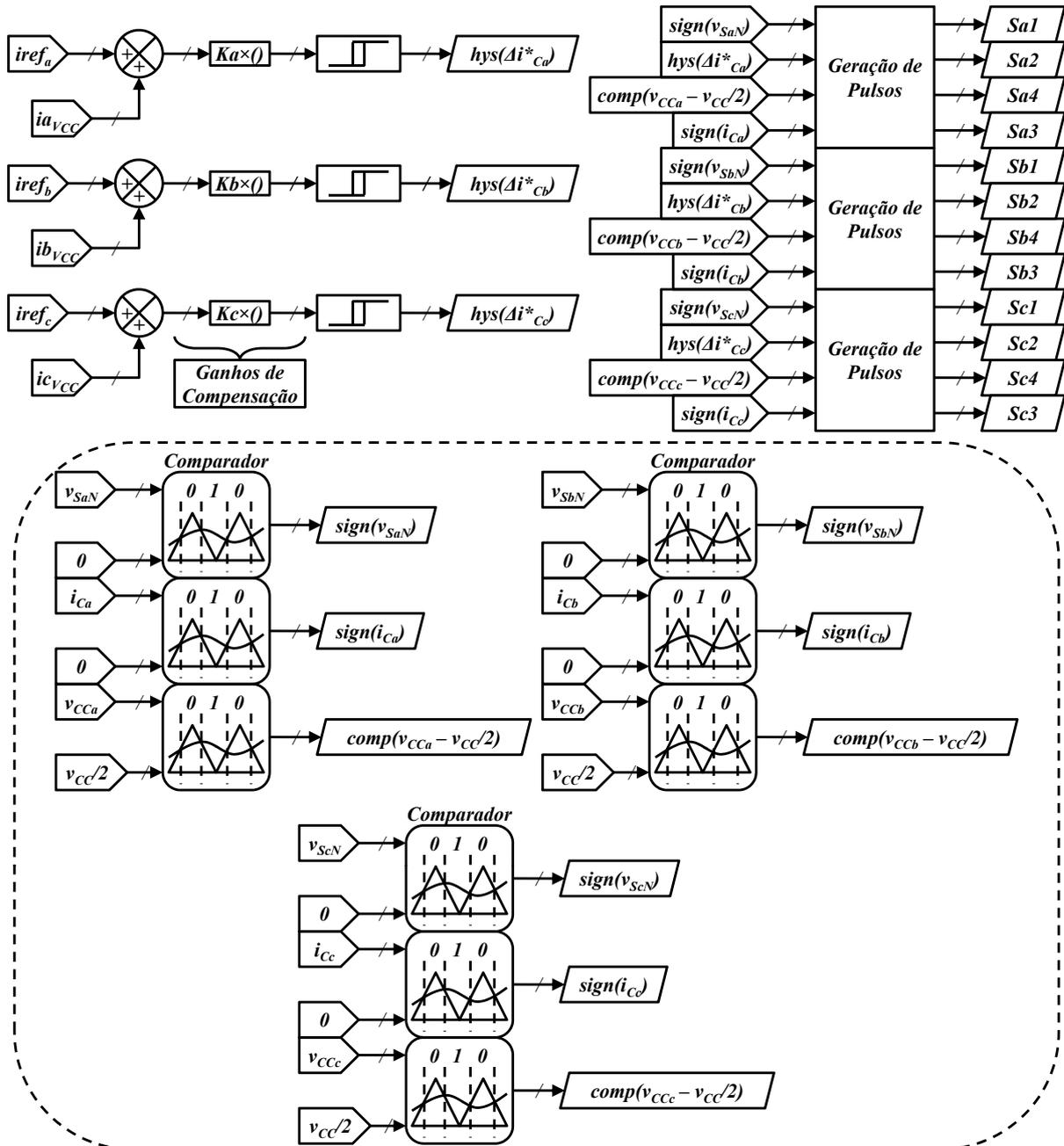
Esta seção tem como objetivo apresentar o esquema de controle empregado na simulação do conversor do lado da máquina. Este conversor é uma estrutura trifásica de dois níveis (seis chaves). O RSC tem por objetivo controlar, de forma independente, as potências ativa e reativa no ponto de acoplamento comum. Por esta razão, é necessário apresentar o controle do RSC que irá operar em conjunto com as estruturas de dois braços, foco deste trabalho.

O controle do conversor do lado do rotor pode ser obtido dos estudos desenvolvidos em Doncker e Novotny (1994), Leonhard (2012) e Lima (2009). Deve ser observado que a estrutura *back-to-back* usada em Lima (2009) é ilustrada na Figura 7. A Figura 34 mostra o diagrama de controle do RSC.

O ângulo θ usado na Figura 34 é o mesmo obtido pelo PLL na Figura 27. Com base em Lima (2009), o ângulo θ , da tensão da rede no PCC (mesmo ponto onde são conectados a carga, terminais do estator do DFIG e terminais do conversor do lado da rede, GSC), subtraído de 90° corresponde² ao ângulo do fluxo de campo do estator. O ângulo de fluxo do estator subtraído

² Esta aproximação é mais exata quanto menor for a resistência nos enrolamentos do estator.

Figura 33 – Controle do conversor *flying capacitor* de três braços, usado nas simulações

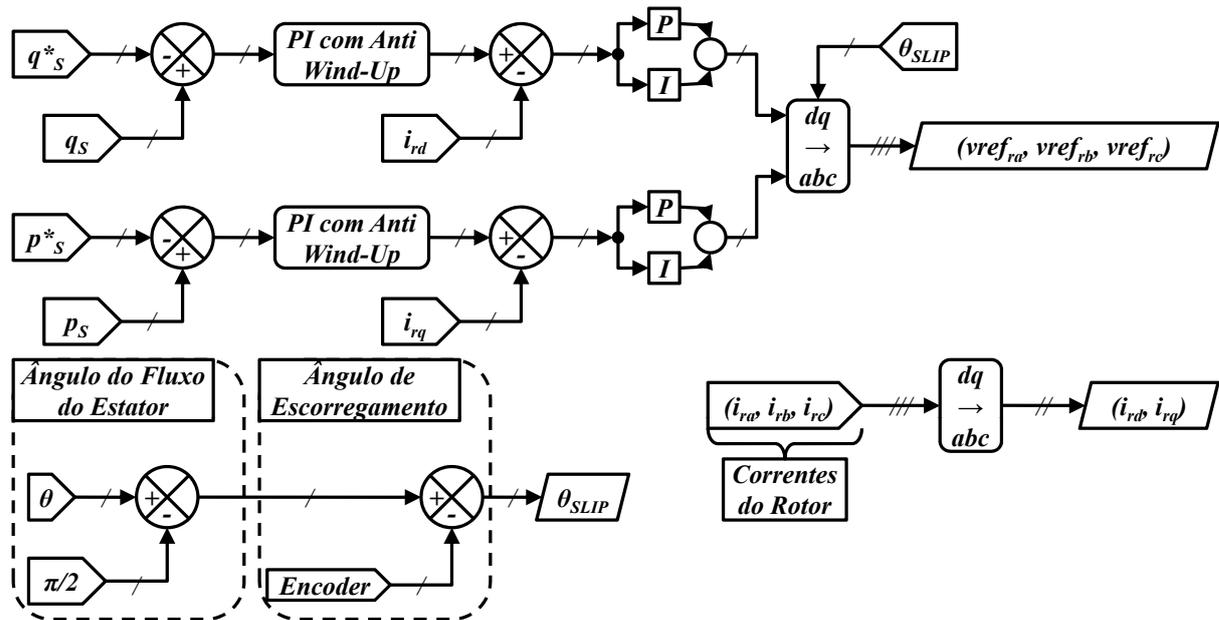


Fonte: adaptada de Morais *et al.* (2017a).

do ângulo do rotor, medido através do *encoder*, fornece o ângulo de escorregamento da máquina. O ângulo de escorregamento, θ_{SLIP} , permite converter as grandezas de corrente e tensão do rotor entre as coordenadas estacionárias *abc* e as coordenadas síncronas *dq*, através das equações (2.8) e (2.9).

As potências ativa do estator, p_s , e reativa do estator, q_s , calculadas a partir dos valores medidos das tensões e correntes do estator, são comparadas, respectivamente, com suas referências p_s^* e q_s^* . Os erros dessas comparações passam por compensadores do tipo PI com

Figura 34 – Controle do conversor do lado do rotor da máquina, RSC, usado nas simulações



Fonte: adaptada de Morais *et al.* (2017a) e Morais *et al.* (2017c).

anti wind-up, para compensar o erro e evitar que a dinâmica lenta da máquina não provoque a perda de controle nos outros compensadores empregados em todo o controle do conversor *back-to-back*.

A modulação dos sinais de referência $vref_{ra}$, $vref_{rb}$ e $vref_{rc}$, Figura 34, é feita através da comparação seno-triângulo, como feita na Figura 29. Os blocos comparadores e o sinal triangular tri^+ , da Figura 29, são usados para esta modulação. Contudo, para a extração futura de outros resultados de simulação e dos resultados experimentais de bancada, a modulação *Space Vector Pulse Width Modulation* SVPWM será a modulação de fato empregada para o conversor do lado do rotor (RSC).

Tendo em vista que o controle implementado para o RSC experimental será digital, o SVPWM é a modulação mais adequada. O SVPWM pode reduzir as perdas por harmônicos no RSC, melhorando a forma de onda da tensão na saída e minimizando o número de comutações requeridos para as chaves do RSC. O SVPWM tornará o desempenho do conversor de dois níveis e três braços, empregado como RSC, mais eficiente (PROFUMO *et al.*, 1992).

2.8 Estratégia de Controle para a Implementação Experimental do *Back-to-Back* com a Topologia de Dois Níveis (2L-2B vs. 2L-3B)

Como comentado no Capítulo 1, as topologias de dois níveis (2L-2B vs. 2L-3B) e multiníveis (NPC-2B vs. NPC-3B³ e FC-2B vs. FC-3B⁴) possuem suas *performances* comparadas e avaliadas através de resultados de simulação. No entanto, apenas as topologias de dois níveis (2L-2B vs. 2L-3B) são analisadas através de resultados experimentais. Por conseguinte, algumas modificações em certas estruturas do controle dos conversores em *back-to-back* foram adotadas para contornar algumas limitações da plataforma *DS1103 PPC Controller Board*. Essas limitações dizem respeito a capacidade de processamento de dados e à quantidade de saídas com funções dedicadas da plataforma *DSpace* quando as duas estratégias de controle (do RSC e do GSC) são implementadas simultaneamente.

2.8.1 Sistema de Sincronização

A programação digital no *DSpace*, para o controle dos conversores em configuração *back-to-back*, se divide em duas estratégias de controle orientadas para a atuação separada no GSC e no RSC. Este controle mescla a manipulação de variáveis em sistemas de coordenadas estacionárias ($\alpha\beta$) e síncronas (dq), ambas com dois eixos apenas, tendo em vista que o sistema elétrico de ensaio é trifásico trifilar. Para a estratégia de controle aplicada ao GSC, usou-se variáveis em $\alpha\beta$ visando minimizar a quantidade de operações matemáticas do *DSpace*. E, a fim de garantir um controle mais robusto à ruídos de leitura e distúrbios elétricos da rede, a estratégia adotada para o RSC manipula variáveis em dq .

A Figura 20 ilustra a inter-relação dos sistemas de coordenadas estacionárias (abc e $\alpha\beta$) e síncronas de sequência positiva ($dq+$) e negativa ($dq-$), adotada para o estabelecimento das relações matemáticas em (2.34). Nas relações em (2.34), é possível obter as componentes de sequência positiva, negativa e zero de variáveis do sistema de coordenadas estacionárias abc , bem como representar estas variáveis em coordenadas $\alpha\beta$ e dq (TEODORESCU *et al.*, 2011). Deve ser ressaltado na Figura 20 que as coordenadas $dq+$ e $dq-$, em sistemas elétricos, giram na mesma velocidade, mas em sentidos opostos, $\omega_{dq+} = \omega_{dq-} = \omega_g$. Onde ω_g é a frequência angular da rede elétrica considerada, 60 Hz.

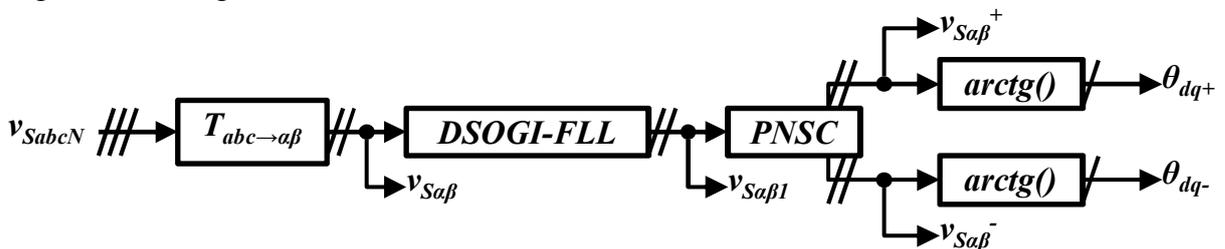
A sincronização da rede elétrica ao sistema de potência da turbina do tipo III foi feita

³ NPC de Três Braços (NPC-3B)

⁴ *Flying Capacitor* de Três Braços (FC-3B)

aplicando o *Dual Second Order Generalised Integrator-Frequency-Locked Loop* (DSOGI-FLL), com *positive/negative sequence calculation* (PNSC) e ganho *online* normalizado para o FLL, aos sinais de tensão da rede elétrica (TEODORESCU *et al.*, 2011), Figura 35. Dada a robustez aos possíveis desbalanços e deformações nos sinais de tensão, com rápida e eficiente resposta, sem o comprometimento da margem de fase do sistema de controle, a utilização do DSOGI permitiu descartar a necessidade de filtros digitais na programação do *DSpace* para os seus canais ADC⁵, minimizando o seu esforço operacional. O uso do DSOGI também permitiu a utilização de integradores digitais de terceira ordem, tratados em Ciobotaru *et al.* (2006), que apresentam uma resposta menos oscilativa, nas estratégias de controle do GSC e RSC. Além disso, o DSOGI e o uso das relações em (2.34) permitiram concentrar a maior parte do esforço computacional no controle aplicado ao RSC, para que fosse possível aplicar a estratégia clássica de controle vetorial orientado pelo campo com componentes de alimentação direta ao RSC. Desta forma, o uso de uma estratégia de controle simples, aplicada ao 2L-2B como GSC, se torna importante para a redução do esforço computacional do *DSpace*.

Figura 35 – Diagrama do DSOGI-FLL com PNSC



Fonte: elaborada pelo autor.

2.8.2 Estratégia de Controle do RSC Implementada Experimentalmente

Como mencionado anteriormente, o controle adotado para o RSC é uma estratégia de controle vetorial clássica orientada pelo campo com componentes de alimentação direta (μv_{rd} , μv_{rq}), dadas em (2.94) e (2.95) (LEONHARD, 2012; ABAD *et al.*, 2011). Essa estratégia, mostrada na Figura 36, visa controlar apenas as potências médias ativa (P_S) e reativa (Q_S) no estator do DFIG, dadas em (2.96). Contudo, a fim de garantir perdas mais equilibradas nos enrolamentos do DFIG, durante ensaios experimentais prolongados, foram utilizados compensadores ressonantes para a compensação de componentes de sequência negativa nas correntes do rotor

⁵ Analog-to-Digital Converter (ADC)

(XU *et al.*, 2012a; XU *et al.*, 2012b; HU *et al.*, 2013).

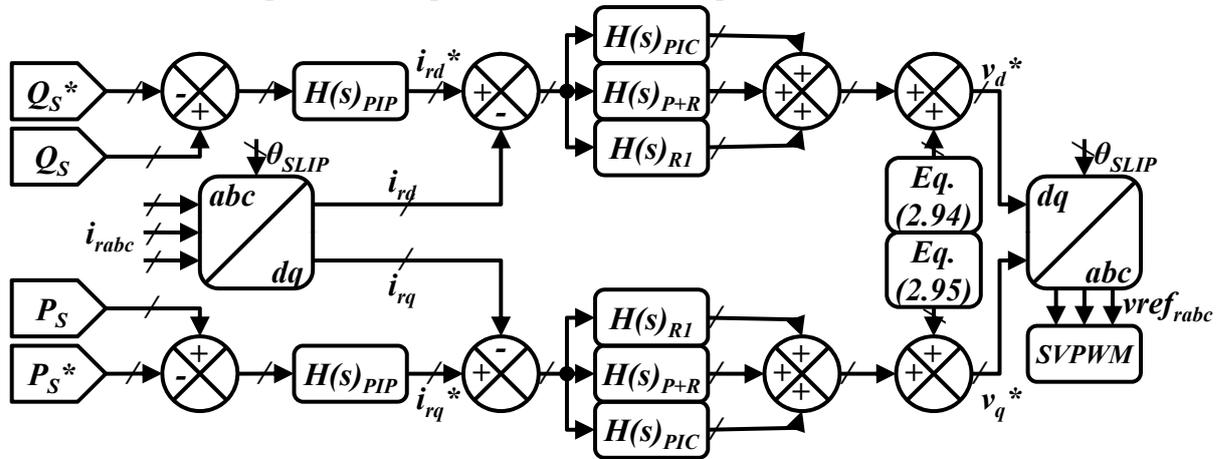
$$\mu v_{rd} = -\omega_r^+ \cdot L_r^s \cdot \left[i_{rq}^* \cdot \sigma - v_{sdN} \cdot \left(\frac{1 - \sigma}{\omega_s \cdot L_m} \right) \right], \quad (2.94)$$

$$\mu v_{rq} = \omega_r^+ \cdot L_r^s \cdot \left[i_{rd}^* \cdot \sigma + v_{sqN} \cdot \left(\frac{1 - \sigma}{\omega_s \cdot L_m} \right) \right]. \quad (2.95)$$

Onde ω_r^+ é a frequência elétrica do rotor de sequência positiva, L_r^s é a indutância do rotor referida ao estator, L_m é a indutância magnetizante do DFIG, ω_s é a frequência elétrica do estator e (v_{sdN}, v_{sqN}) são as tensões do estator (ou rede) em coordenadas dq . (i_{rd}^*, i_{rq}^*) são as referências de corrente do rotor de sequência positiva, calculadas a partir das referências de potência ativa (P_S^*) e reativa (Q_S^*) do estator nas equações (2.100) e (2.101).

$$\begin{bmatrix} P_S \\ Q_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd}^+ & v_{sq}^+ \\ v_{sq}^+ & -v_{sd}^+ \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd}^+ \\ i_{sq}^+ \end{bmatrix}. \quad (2.96)$$

Figura 36 – Estratégia de controle do RSC para regular as potências no estator mantendo as correntes do rotor equilibradas, aplicada nos ensaios experimentais



Fonte: elaborada pelo autor.

A estratégia de controle do RSC consiste em dois ramos com duas malhas concatenadas, sendo uma responsável pelo controle da potência reativa e outra pela potência ativa no estator do DFIG. As malhas externas, ou malhas de potência, utilizam compensadores do tipo PI, $H(s)_{PIp}$, sintonizados pelo método de magnitude ótima e considerando a planta do RSC como uma função de primeira ordem com um pólo (ABAD *et al.*, 2011). Já as malhas internas, ou malhas de corrente, utilizam compensadores do tipo PI, $H(s)_{PIC}$, associados em paralelo com compensadores ressonantes do tipo proporcional mais ressonante, $H(s)_{P+R}$, e ressonante, $H(s)_{R1}$. Com base em Xu *et al.* (2012a), Xu *et al.* (2012b), Xu *et al.* (2012c) e Hu *et al.* (2013) e nas plantas de corrente do DFIG mostradas em (2.98), os controladores, cujas

funções de transferência são mostradas em (2.97), são sintonizados com objetivos diferentes. O $H(s)_{PI_C}$ é sintonizado para controlar as componentes de sequência positiva das correntes do rotor. $H(s)_{R_1}$ é sintonizado na frequência da rede, ωg , para compensar a componente natural do fluxo concatenado do estator, que pode gerar componentes de sequência negativa no rotor. Por fim, o $H(s)_{P+R}$ é sintonizado no dobro da frequência da rede, $2 \cdot \omega g$, para controlar componentes de sequência negativa de corrente no rotor (XU *et al.*, 2012a; XU *et al.*, 2012b; XU *et al.*, 2012c; HU *et al.*, 2013). Os compensadores dos ramos de potência ativa e reativa são idênticos e os ganhos, proporcionais e integrais, dos compensadores das malhas de corrente são iguais.

$$\begin{cases} H(s)_{PI_P} = kp_P + \frac{ki_P}{s} \\ H(s)_{PI_C} = kp_C + \frac{ki_C}{s} \\ H(s)_{P+R} = kp_C + \frac{ki_C \cdot s}{s^2 + (2 \cdot \omega g)^2} \\ H(s)_{R_1} = \frac{ki_C \cdot s}{s^2 + \omega g^2} \end{cases} \quad (2.97)$$

$$\begin{cases} G_d(s) = I_{rd}^{s+} / (V_{rd}^s - \mu v_{rd}) = 1 / (rr^s + s \cdot \sigma \cdot Lr^s) \\ G_q(s) = I_{rq}^{s+} / (V_{rq}^s - \mu v_{rq}) = 1 / (rr^s + s \cdot \sigma \cdot Lr^s) \end{cases} \quad (2.98)$$

Onde $(I_{rd}^{s+}, I_{rq}^{s+})$ são as correntes do rotor de sequência positiva em coordenadas dq referidas ao estator no plano s . (V_{rd}^s, V_{rq}^s) são as tensões do rotor de sequência positiva em coordenadas dq referidas ao estator no plano s . rr^s e Lr^s são a resistência e a indutância própria do rotor referidas ao estator, respectivamente. O σ é o fator de dispersão do DFIG dado por (2.99).

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r^s} \quad (2.99)$$

Onde L_s é a indutância do estator.

As correntes de referência (i_{rd}^*, i_{rq}^*) , em (2.100) e (2.101), são obtidas considerando as componentes de sequência negativa das correntes no rotor iguais a zero, $i_{rd}^- = i_{rq}^- = 0$.

$$i_{rd}^* = \frac{(v_{SqN}^+)^2 - (v_{SdN}^-)^2 - (v_{SqN}^-)^2 - Q_s^* \cdot \omega_s \cdot L_s}{v_{SqN}^+ \cdot \omega_s \cdot L_m}, \quad (2.100)$$

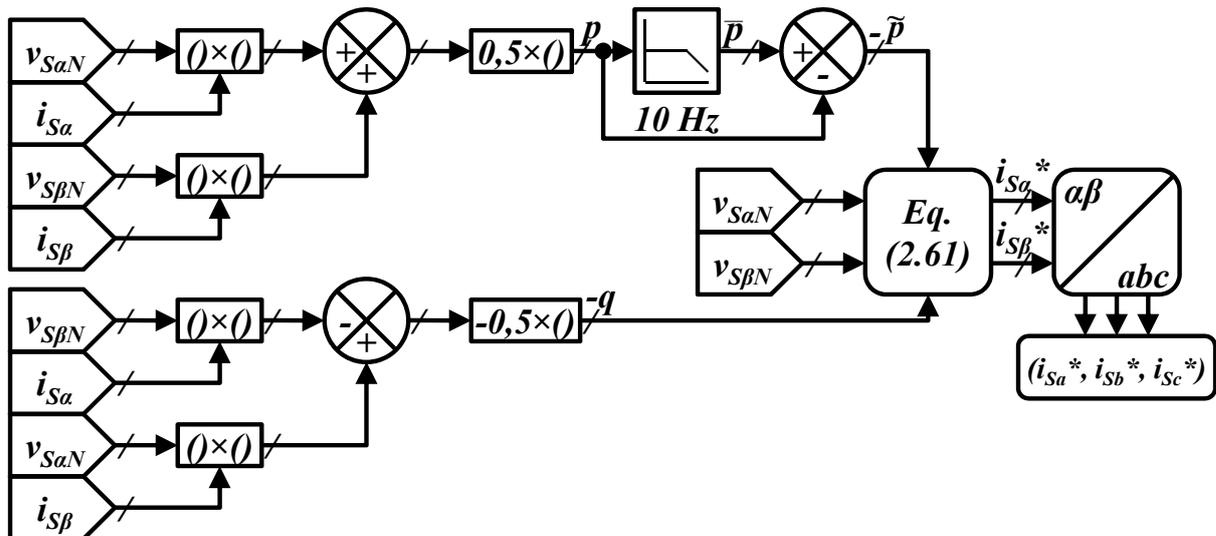
$$i_{rq}^* = -\frac{P_s^* \cdot L_s}{v_{SqN}^+ \cdot L_m}. \quad (2.101)$$

2.8.3 Condicionamento de Potência pelo GSC Implementado Experimentalmente

A estratégia para a compensação dos harmônicos de corrente e do excedente de energia reativa, que fluem para a rede, é similar a estratégia adotada para o controle da simulação

dos conversores, Figura 25. Contudo, algumas modificações foram feitas a fim de melhorar a *performance* do sistema, visto que a técnica de modulação por banda de histerese é adotada para o GSC com as topologias 2L-2B e 2L-3B. Dentre as modificações, estão as correntes consideradas para a determinação das potências $-\tilde{p}$ e $-q$. Para as simulações, as correntes consideradas para a compensação eram devidas ao estator e ao sistema de cargas não-lineares conectadas nos terminais do estator. Para o controle do GSC nos ensaios experimentais, a corrente a ser compensada é devida não só ao estator e as cargas não-lineares, mas também do próprio GSC. Desta forma, o controle do GSC, implementado na prática, recebe as correntes da rede (i_{Sabc}). As correntes i_{Sabc} , assim como as tensões da rede (v_{SabcN}), passam pelas transformadas de Clarke e são enviadas para o bloco de extração das correntes de referência (i_{Sa}^* , i_{Sb}^* e i_{Sc}^*) para o condicionamento de potência ou mitigação das potências $-\tilde{p}$ e $-q$. A lógica do bloco de extração das correntes i_{Sa}^* , i_{Sb}^* e i_{Sc}^* é mostrado na Figura 37.

Figura 37 – Estratégia para filtragem de harmônicos e compensação da potência reativa, aplicada nos ensaios experimentais



Fonte: elaborada pelo autor.

Outra modificação importante, presente na estratégia de condicionamento de potência do GSC implementada para os ensaios experimentais, Figura 37, em relação a estratégia adotada para as simulações, Figura 25, é que as correntes a serem compensadas, i_{Sa} , i_{Sb} e i_{Sc} , não são comparadas com as suas respectivas referências i_{Sa}^* , i_{Sb}^* e i_{Sc}^* .

2.8.4 Regulação da Tensão do Elo CC pelo GSC Implementado Experimentalmente

A estratégia para a regulação do nível de tensão no elo CC do conversor *back-to-back*, aplicada ao controle do GSC, também apresenta uma modificação da estratégia adotada para as simulações, Figura 26. Em primeiro lugar, as variáveis são manipuladas em coordenadas $\alpha\beta$ nesta nova estratégia. Em segundo lugar, não são mais utilizados os dois filtros passa-baixa para os sinais de tensão dos capacitores $C1$ e $C2$ (V_{CC1} e V_{CC2}). Por fim, são utilizados dois compensadores do tipo PI.

Supondo que o GSC opere apenas para manter a tensão do elo CC no nível de referência desejado, o mesmo pode consumir potência ativa e reativa. Assim, para que o GSC regule o barramento com fator de potência unitário, a potência reativa deve ser mantida em zero. Considerando que os eixos α e d estejam em fase com o eixo a , Figura 20, e que as tensões da rede sejam balanceadas e de sequência positiva, pode-se usar $T_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq^+ 0} \cdot T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}$, de (2.34), nos fasores de tensão de fase da rede em abc . Com isto, é verificado que a tensão de fase da rede no eixo q é zero, $v_{SqN} = 0$. Assim, aplicando a transformada $T_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq^+ 0}$, de (2.34), em (2.59), a potência reativa do GSC pode ser obtida da seguinte forma:

$$q_{GSC} = v_{SdN} \cdot i_{Cq} - v_{SqN} \cdot i_{Cd} = v_{SdN} \cdot i_{Cq}. \quad (2.102)$$

De (2.102), observa-se que a potência reativa do GSC pode ser controlada atuando na corrente em quadratura do conversor, i_{Cq} . Essa corrente pode apresentar componentes constantes e oscilantes, assim como a potência reativa. Lembrando que em um sistema com tensões balanceadas, a tensão de eixo direto, v_{SdN} , é constante.

A corrente da fase c , i_{Cc} , pode ser definida em função das correntes i_{C1} e i_{C2} dos capacitores $C1$ e $C2$ (orientadas entrando pelos pólos positivos dos capacitores) em (2.103).

$$i_{Cc} + i_{C1} - i_{C2} = 0. \quad (2.103)$$

As correntes i_{C1} e i_{C2} podem ser definidas em (2.104) em função das razões cíclicas δ_a e δ_b das chaves $Sa1$ e $Sb1$, Figura (13), respectivamente.

$$\begin{aligned} i_{C1} &= C \cdot \frac{dv_{CC1}}{dt} = \delta_a \cdot i_{Ca} + \delta_b \cdot i_{Cb}, \\ i_{C2} &= -C \cdot \frac{dv_{CC2}}{dt} = (1 - \delta_a) \cdot i_{Ca} + (1 - \delta_b) \cdot i_{Cb}. \end{aligned} \quad (2.104)$$

Considerando $C1 = C2 = C$ e aplicando as transformações $T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}$ e $T_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq^+ 0}$ às correntes i_{Ca} e i_{Cb} do GSC em 2.104, obtém-se:

$$i_{Cc} = -C \cdot \frac{d(v_{CC})}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(\frac{\delta_b}{2} - \delta_a \right) \cdot i_{Cd} - \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \delta_b \cdot i_{Cq}. \quad (2.105)$$

Onde $v_{CC} = v_{CC1} + v_{CC2}$.

As correntes i_{Ca} e i_{Cb} representam as contribuições médias das fases a e b para a manutenção da tensão no elo CC. Tais correntes podem agir separadamente ou em conjunto para o carregamento ou descarregamento dos capacitores $C1$ e $C2$.

De (2.102), a variável i_{CC} que controla v_{CC} é definida como se segue:

$$i_{CC} = (\sqrt{2}/2) \cdot \delta_b \cdot i_{Cq}. \quad (2.106)$$

Utilizando a equação de malha entre as fases b e c do GSC, definida anteriormente em (2.35), tem-se:

$$-v_{Sbc} + R \cdot i_{Cbc} + L \cdot \frac{di_{Cbc}}{dt} + v_{bc} = 0. \quad (2.107)$$

Onde $i_{Cbc} = i_{Cb} - i_{Cc}$, foi previamente definida em (2.36).

Aplicando as transformações $T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}$ e $T_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq+0}$ em (2.107), considerando a razão cíclica δ_b e $v_{CC1} = v_{CC2}$ (para condições ideais de operação), tem-se:

$$2 \cdot \sqrt{2} \cdot \left(R \cdot i_{Cq} + L \cdot \frac{di_{Cq}}{dt} \right) = \frac{2 \cdot \delta_b - 1}{2} \cdot v_{CC}. \quad (2.108)$$

A variação ou erro da corrente em quadratura do GSC, \tilde{i}_{Cq} , é definida em (2.109). Com esta definição e considerando $i_{Cq} = i_{Cq}$ com $\delta_b = 0$ e $i_{Cq} = \tilde{i}_{Cq}$ com $\delta_b \neq 0$ na equação (2.108), a equação (2.110) é obtida após a aplicação de Laplace. Com (2.110) e (2.106), e realizando as devidas manipulações conforme Hsan *et al.* (2013), é possível obter a função de transferência em malha aberta que relaciona a corrente de quadratura de referência, i_{Cq}^* , com i_{CC} e v_{CC} em (2.111).

$$\tilde{i}_{Cq} = i_{Cq}^* - i_{Cq}. \quad (2.109)$$

$$2 \cdot \sqrt{2} \cdot Z(s) \cdot I_{Cq}^*(s) = \delta_b \cdot V_{CC}. \quad (2.110)$$

$$I_{Cq}^*(s) = \frac{V_{CC}}{2 \cdot Z(s) \cdot I_{Cq}(s)} \cdot I_{CC}(s). \quad (2.111)$$

Sob as condições supracitadas ($C1 = C2 = C$ e tensões da rede balanceadas), i_{Cq}^* se comporta como um sinal CC. Desta observação, pode-se afirmar que a multiplicação de i_{Cq}^*

por qualquer senoidal de amplitude unitária gerará um sinal senoidal em fase e com amplitude proporcional ao próprio i_{Cq}^* . Assim, é possível obter sinais de referência proporcionais a i_{Cq}^* em coordenadas $\alpha\beta$, através de (2.112), para regular o valor da tensão do elo CC (v_{CC}).

$$\begin{bmatrix} i_{C\alpha}^* \\ i_{C\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{dq}^+) \cdot i_{Cq}^* \\ \cos(\theta_{dq}^+) \cdot i_{Cq}^* \end{bmatrix}. \quad (2.112)$$

O sinais de referência para as tensões sobre os capacitores $C1$ e $C2$ (v_{CC12}), bem como para a tensão total do elo CC (v_{CC}), são definidos como v_{CC12}^* e v_{CC}^* , respectivamente. A relação entre esse sinais de referência e os sinais de erro \tilde{v}_{CC1} e \tilde{v}_{CC2} , de v_{CC12} com v_{CC1} e v_{CC12} com v_{CC2} , são mostrados em (2.113).

$$\begin{aligned} v_{CC12}^* &= 0.5 \cdot v_{CC}^*, \\ \tilde{v}_{CC1} &= v_{CC12}^* - v_{CC1}, \\ \tilde{v}_{CC2} &= v_{CC12}^* - v_{CC2}. \end{aligned} \quad (2.113)$$

Com (2.113), as variáveis compensadas no domínio da frequência, $U_{CC1}(s)$ e $U_{CC2}(s)$, são definidas em (2.114) com o uso de uma função de transferência de um compensador. Sendo assim, pode-se utilizar uma função de transferência de um compensador do tipo PI, $G_{PI_{vcc}}(s)$, cuja determinação dos parâmetros pode ser feita através de (2.111).

$$\begin{aligned} U_{CC1}(s) &= G_{PI_{vcc}}(s) \cdot \tilde{v}_{CC1}, \\ U_{CC2}(s) &= G_{PI_{vcc}}(s) \cdot \tilde{v}_{CC2}. \end{aligned} \quad (2.114)$$

Utilizando a estratégia de *one-cycle control*, desenvolvida em Bala *et al.* (2004) e descrita em (2.115), é possível obter (2.116) com a substituição de (2.113) e (2.114) em (2.115).

$$U_{CC}(s) = U_{CC2}(s) - \frac{f_s}{s_{reset}} \cdot (U_{CC1}(s) + U_{CC2}(s)), \quad (2.115)$$

Onde $1/s_{reset}$ é um integrador resetável na frequência de chaveamento do conversor, f_s .

$$U_{CC}(s) = G_{PI_{vcc}}(s) \cdot [(v_{CC12}^* - v_{CC2}) - \frac{f_s}{s_{reset}} \cdot (v_{CC}^* - v_{CC})]. \quad (2.116)$$

Como observado anteriormente, i_{Cq}^* possui um comportamento praticamente constante, como um sinal CC. Contudo, na prática, i_{Cq}^* pode apresentar pequenas oscilações comparadas ao nível de tensão regulado no elo CC. Observa-se que valores de capacitância elevados para $C1$ e $C2$, impedâncias de entrada equilibradas nos terminais do GSC e frequências de chaveamento elevadas, contribuem para a manutenção do sinal i_{Cq}^* como um sinal CC. Caso estas

características não sejam atendidas, a parte oscilativa de i_{Cq}^* ficará mais intensa comprometendo a amplitude e o ângulo de fase de $i_{C\alpha}^*$ e $i_{C\beta}^*$, obtidos de (2.112). Esse efeito tornará a tensão do elo CC mais oscilativa, levando a instabilidade e a um maior consumo de potência, por parte do conversor, para a ação de regulação da tensão (quando, idealmente, deveria ser nulo). Visando aumentar a robustez aos distúrbios nas tensões da rede, tais como distorções harmônicas e desbalanços, os termos co-senoidais de (2.112) são obtidos das componentes de sequência positiva e amplitude unitária das tensões da rede. Essas componentes são obtidas do cálculo de seqüências positiva e negativa incorporado ao circuito de sincronização do DSOGI, Figura 35.

Contudo, é fato que as impedâncias de entrada não sejam exatamente equilibradas e que os capacitores $C1$ e $C2$ não sejam exatamente iguais. Diante desses fatores importantes e outras não-idealidades, que possam se somar a estes fatores, o controle do barramento CC apenas com um compensador aplicado ao erro \tilde{v}_{CC} , da tensão total v_{CC} , pode negligenciar o balanço equilibrado de carga em $C1$ e $C2$. Ou seja, a tensão total do barramento pode alcançar e permanecer no valor de referência, enquanto as tensões individuais sobre os capacitores sejam diferentes. Esta situação levaria ao desgaste prematuro dos capacitores do elo CC. Para evitar o desbalanço de carga de $C1$ e $C2$, uma abordagem similar ao *one-cycle control* de Bala *et al.* (2004) foi feita.

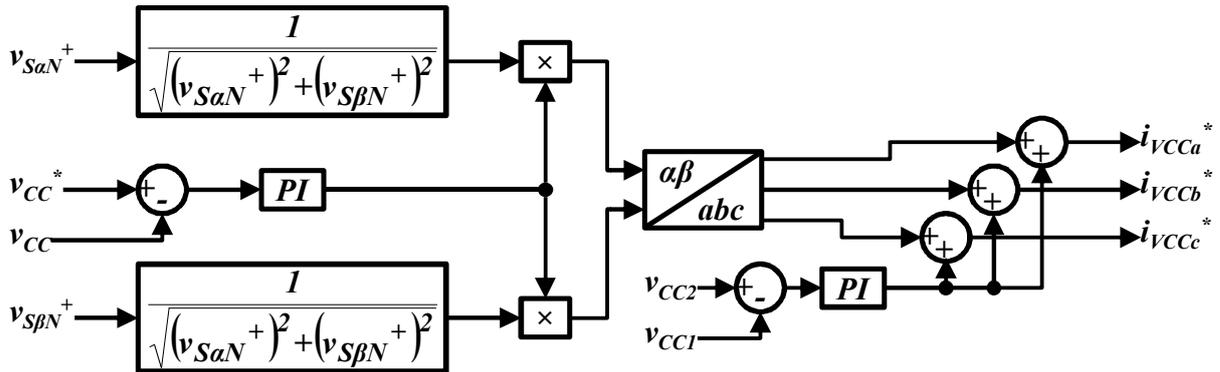
O termo $1/s_{reset}$, (2.116), é um integrador com *reset* utilizado para extrair a componente constante de i_{Cq}^* . Contudo, essa estratégia é aplicada para um método de modulação com frequência, f_s fixa. Como visto anteriormente, o método de modulação por histerese é empregado ao GSC, logo, f_s não é fixa. Assim, o termo $1/s_{reset}$ pode ser descartado, uma vez que o PI, $G_{PI_{vcc}}(s)$, exerce uma função de integração indefinida. Além disso, o termo v_{CC12}^* é substituído por v_{CC1} em (2.116), tal como em Lin e Wei (2003). Vale ressaltar em (2.116), que o mesmo PI pode ser aplicado tanto ao primeiro termo quanto ao segundo termo. Assim, a estratégia de controle para a regulação do elo CC se baseia em (2.117).

$$U_{CC}(s) = -G_{PI_{vcc}}(s) \cdot [(v_{CC2} - v_{CC1}) + (v_{CC}^* - v_{CC})]. \quad (2.117)$$

O primeiro termo de (2.117) representa a parte oscilante de i_{Cq}^* . Com a transformada inversa de dq para abc , verifica-se que i_{Cq}^* está adiantado de 90° , tal como estabelecido na Figura 20, respectivamente de cada componente estacionária em abc . Ou seja, i_{Cq}^* , de fato está compensando a potência reativa. Assim, a parte oscilante de i_{Cq}^* é somada diretamente às componentes de referência em abc do controle.

O segundo termo de (2.117) representa essencialmente a componente constante de i_{Cq}^* . Contudo, como visto anteriormente essa componente pode apresentar oscilações. Por conta da característica CC, ela entra no controle multiplicando as componentes de sequência positiva das tensões da rede em $\alpha\beta$. Com isso, a estratégia de controle adotada para a geração das componentes de referência para a regulação do barramento CC (i_{VCCa}^* , i_{VCCb}^* e i_{VCCc}^*) é exposta na Figura 38.

Figura 38 – Estratégia para a regulação do elo CC aplicada nos ensaios experimentais



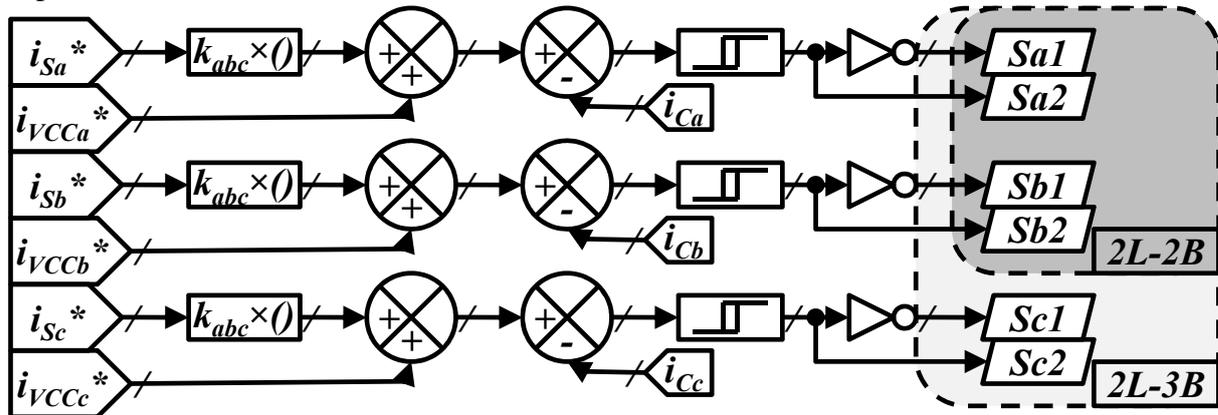
Fonte: elaborada pelo autor.

2.8.5 Sistema de Controle do GSC Implementado Experimentalmente

Os sinais de referência gerados na estratégia de condicionamento de potência, Figura 37, (i_{Sa}^* , i_{Sb}^* e i_{Sc}^*) e na estratégia de regulação da tensão do elo CC da Figura 38 (i_{VCCa}^* , i_{VCCb}^* e i_{VCCc}^*) são, então, aplicados à técnica de modulação por banda de histerese. Conforme explanado anteriormente, na subseção 2.6.3, a modulação por banda de histerese é aplicada ao GSC com as topologias 2L-2B e 2L-3B, Figura 28. Contudo, algumas manipulações foram feitas com relação à aplicação dos sinais de referência à lógica da modulação, para o controle do GSC, Figura 39.

Para o controle do GSC, durante os ensaios experimentais, os sinais (i_{Sa}^* , i_{Sb}^* e i_{Sc}^*) são multiplicados por uma constante de compensação, k_{abc} , comum às três fases. O resultado desta operação é, então somado aos sinais (i_{VCCa}^* , i_{VCCb}^* e i_{VCCc}^*) e, por sua vez, comparados com as correntes lidas nos terminais do GSC, (i_{Ca} , i_{Cb} e i_{Cc}). Desta forma, a constante de compensação k_{abc} interfere apenas na capacidade de filtragem harmônica e compensação reativa do GSC.

Figura 39 – Estratégia de modulação dos sinais de referência aplicada ao GSC nos ensaios experimentais



Fonte: adaptada de Morais *et al.* (2019).

2.9 Conclusão

Este capítulo teve por finalidade a análise matemática e operacional dos circuitos de potência dos conversores de dois braços de dois níveis, NPC e *flying capacitor*. Com esta análise, foram expostos diagramas de controle para a simulação dos três tipos de conversores, mostrando que podem ser empregados nas estruturas respectivas de três braços. Ademais, foi apresentado o diagrama de controle do conversor de dois níveis e três braços a ser conectado no rotor do DFIG, RSC.

As análises dos circuitos de potência das estruturas de dois braços mostraram que a operação dos mesmos como *boost* obriga o nível da tensão sobre os capacitores $C1$ e $C2$ ser sempre superior ao valor de pico da tensão de linha da rede elétrica durante toda sua operação. Percebeu-se, também, que, em termos de síntese de corrente, ambas as estruturas de dois e três braços são idênticas. Ou seja, para um mesmo nível de tensão no barramento CC, as estruturas de dois braços tendem a apresentar as mesmas perdas nos semicondutores e capacitores que as estruturas de três braços.

A tensão no barramento CC, necessariamente superior a duas vezes a tensão de linha, se torna uma desvantagem aceitável quando os conversores RSC e GSC são topologias multiníveis. Como visto no Capítulo 1, as topologias multiníveis são uma tendência crescente no mercado de geração eólica e, nesse ponto de vista, o uso de estruturas de dois braços acabam se tornando mais vantajosas em termos de custo devido a ausência de um terceiro braço com chaves.

A adoção da mesma estratégia de controle entre as estruturas de dois braços e três braços, com apenas algumas diferenças na parte da modulação e geração de pulsos para as chaves,

pode ser feita. Isto pode garantir simplicidade, quanto a implementação prática do controle do GSC, caso seja requerido o desenvolvimento de um conversor de três braços, mas que opere apenas com dois braços. Esta situação teria como finalidade, destinar o terceiro braço como reserva, atuando apenas em condição de falha de algum braço em operação.

Por fim, foram apresentadas as estratégias de controle para os ensaios experimentais dos conversores RSC (com topologia 2L-3B) e GSC (para ambas topologias de análise, 2L-2B e 2L-3B). Para o controle do RSC, foram usados compensadores ressonantes com o intuito de controlar as potências ativa e reativa do estator mantendo as correntes do rotor equilibradas. Esta estratégia aplicada ao controle do RSC permite o DFIG operar mantendo as perdas nos enrolamentos do rotor mais equilibradas. Já a estratégia proposta para o GSC nos ensaios experimentais, permite o aerogerador injetar potência na rede mantendo a tensão estável no barramento CC do *back-to-back*. Além de prover serviços ancilares de condicionamento de potência entre o sistema de aerogeração e a rede elétrica. Tais estratégias de controle (do RSC e do GSC) foram implementadas em um mesmo controlador digital.

3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

3.1 Introdução

O intuito deste capítulo é mostrar os resultados obtidos das comparações entre as estruturas de dois e três braços das topologias de dois níveis, NPC e *flying capacitor*. Primeiramente, é apresentada a situação problema em que os conversores serão comparados. Posteriormente, são apresentados, individualmente, três grupos de resultados de comparações entre as estruturas de dois e três braços, sendo expostas análises sobre tais resultados.

3.2 Situação Problema

A Figura 40 ilustra a situação problema a qual serão empregados os conversores em análise. Na Figura 40 a topologia do conversor do lado do rotor está mostrada, uma vez que é adotada para todos os casos independente do conversor usado no lado da rede, GSC. A ideia da situação problema sugere um caso de geração distribuída em que cargas são conectadas junto ao coletor principal do parque eólico ou, nesse caso, conectadas diretamente aos terminais do estator do DFIG.

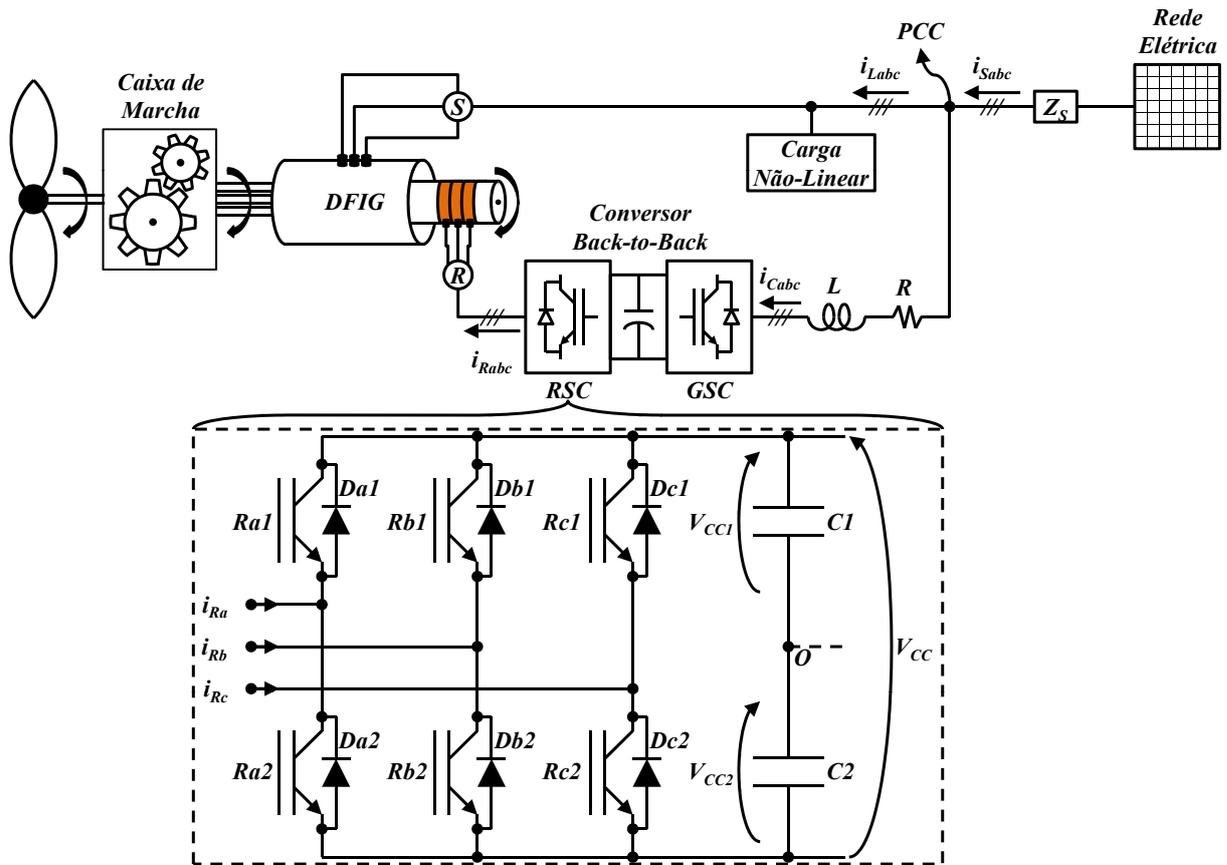
Como pode ser observado na Figura 40, a corrente da carga i_{Labc} é a composição das correntes da carga não-linear propriamente dita mais as correntes sintetizadas pelos enrolamentos do estator. Como observado em algumas referências citadas anteriormente, um conteúdo harmônico presente na tensão do PCC implica na presença de harmônicos nas correntes dos enrolamentos do estator. A carga não-linear pode produzir harmônicos na tensão do PCC, uma vez que a tensão da rede elétrica é livre de harmônicos.

Os parâmetros do sistema simulado são assim resumidos:

- Rede elétrica com tensão nominal de linha $690 V_{CA}$, frequência 60 Hz e impedância $Z_S = 0,0570 \Omega$;
- DFIG de tensão nominal $690 V_{CA}$, potência nominal 500 kVA;
- Carga não-linear tipo retificador trifásico não controlado, potência nominal 612,5 kVA;
- Velocidade do vento, v_{wind} , considerada é 8 m/s e o coeficiente de potência é $C_p = 0,28$.

As equações (3.1), (3.2) e (3.3) servem para emular a turbina acoplada ao eixo do DFIG na simulação (BAROUDI *et al.*, 2005). Em (3.1) a potência extraída do vento, Pot_{wind} , é

Figura 40 – Situação problema proposta para simulação



Fonte: elaborada pelo autor.

fixada em 504,1 kW para uma velocidade do vento de 8 m/s com densidade σ_{wind} .

$$Pot_{wind} = 0,5 \cdot \pi \cdot Cp \cdot \left(10^{3 \cdot \lg v_{wind}} \right) \cdot \sigma_{wind} \cdot r^2. \quad (3.1)$$

Designação: Cp é o coeficiente de potência (no caso 28%) que está associado à eficiência mecânica, elétrica e aerodinâmica do aerogerador. Normalmente, Cp está compreendido entre 25% e 45% e pode ser dado pela razão da potência de saída pela potência de entrada do aerogerador. r é o raio mecânico que compreende a hélice da turbina até o centro do eixo de seu rotor.

Em (3.2) a potência extraída da turbina é convertida em pu, Pot_{PU} , em relação a potência nominal do DFIG, $PotN_{DFIG}$ (no caso 500 kVA). Por fim, (3.3) fornece o torque mecânico em pu, T_M , necessário para ditar a potência elétrica máxima liberada pela máquina, para uma dada velocidade do vento.

$$Pot_{PU} = \frac{Pot_{wind}}{PotN_{DFIG}}. \quad (3.2)$$

$$T_M = \frac{Pot_{PU}}{\omega_{MPU}}. \quad (3.3)$$

Designação: ω_{MPU} é a velocidade mecânica de rotação do eixo do DFIG em pu.

O *software* de simulação é o *PSCAD/EMTDC*, que já possui uma aplicabilidade consagrada entre os artigos científicos na área de sistemas de potência e eletrônica de potência, com resultados validados em relação aos resultados experimentais. Os sinais de referência para as potências ativa e reativa do estator são, respectivamente, $p_S^* = -415 \text{ kW}$ e $q_S^* = 0 \text{ kVAr}$, Figura 34. A potência é negativa seguindo a convenção de geração: máquina elétrica injetando energia na rede. A referência da tensão no barramento CC é $2.500 V_{CC}$, tanto para a situação com o conversor de dois braços quanto para a situação com o conversor de três braços.

O tempo de simulação é de 4 segundos e a dinâmica consiste em alternar o DFIG do modo de controle de velocidade para o modo de controle de torque no instante 0,2 segundos. Nesse mesmo instante parte do controle do GSC responsável pela regulação da tensão do elo CC passa a operar. Antes disso, a tensão no elo CC era mantida por uma fonte de tensão CC independente conferindo, assim, pré-carga aos capacitores do conversor *back-to-back*. No instante de 2 segundos, a carga não-linear é conectada ao PCC. E no instante de 3 segundos, a estratégia de controle do GSC, responsável por, além de regular o elo CC, filtrar os harmônicos e compensar reativos da carga, passa a operar plenamente.

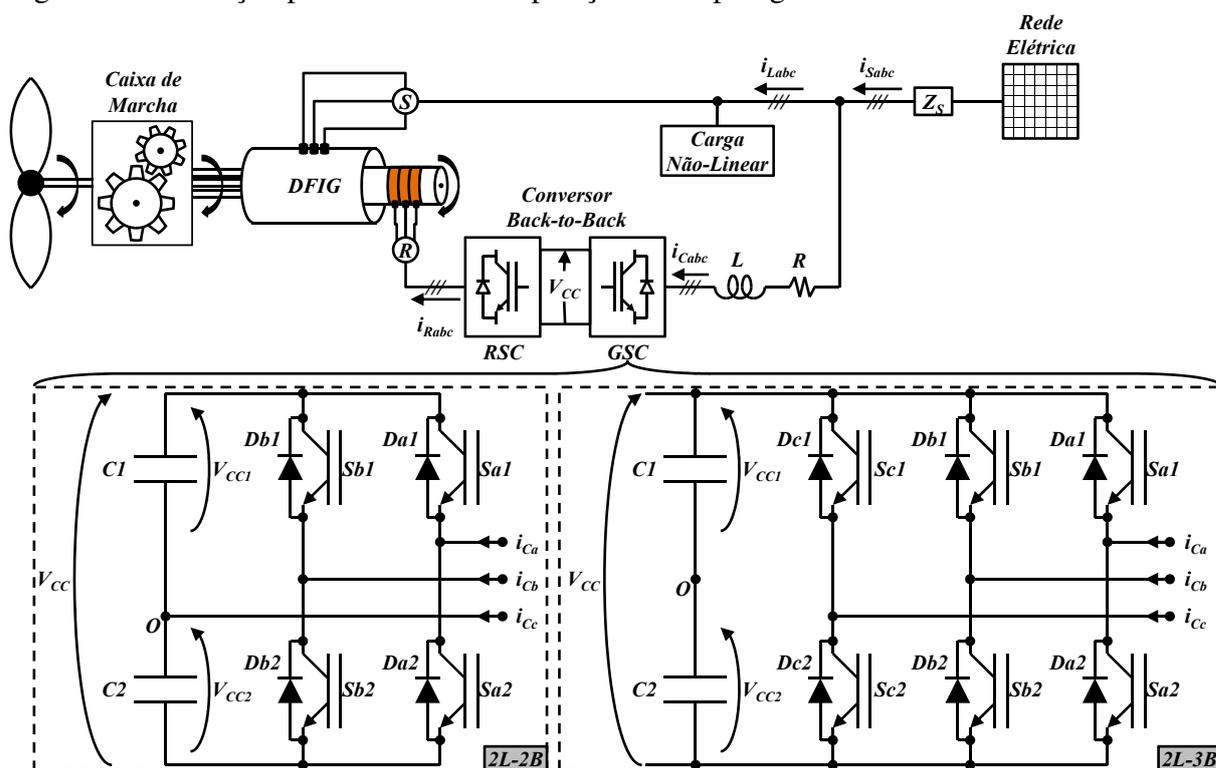
3.3 Comparação dos Conversores de Dois Níveis de Dois Braços (2L-2B) e Três Braços (2L-3B)

A Figura 41 mostra o uso das estruturas de dois e três braços para a topologia de dois níveis. A largura da banda de histerese adotada na modulação dos conversores 2L-2B e 2L-3B é 5% do valor de pico da corrente nominal do DFIG.

Com relação a alguns parâmetros de operação do DFIG, a Figura 42 mostra os torques elétrico e mecânico da máquina com o uso do 2L-2B e do 2L-3B.

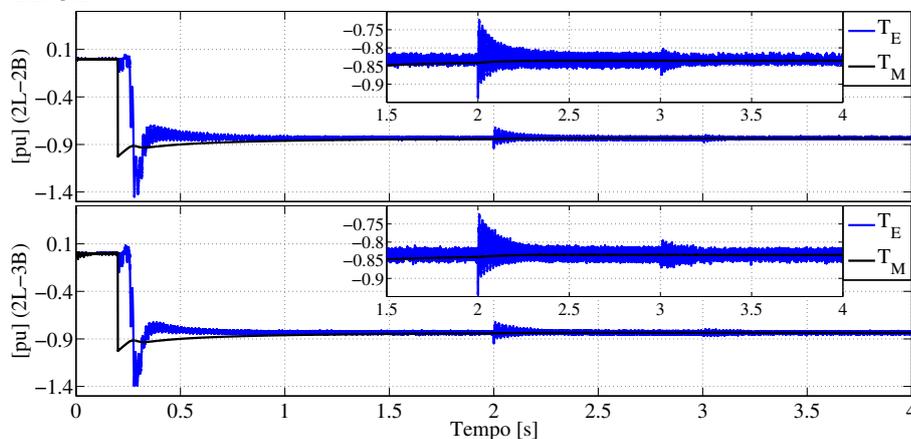
Como pode ser visto na Figura 42, ambos os conversores permitem o sistema aerogerador trabalhar dentro de sua normalidade durante todas as etapas da simulação. Na transição dos modos de controle do DFIG, de velocidade para torque, o torque elétrico T_E se equilibra com o mecânico T_M . O mesmo se evidencia após a inserção da carga não-linear e a atuação da estratégia de compensação de harmônicos e reativos por parte dos conversores 2L-2B e 2L-3B. No caso do 2L-3B, foi observado uma oscilação em regime do torque elétrico de 18,6% superior ao caso com 2L-2B, sem a conexão da carga. Após a conexão da carga, a oscilação em regime do torque elétrico foi de 4,4% inferior para o caso com 2L-3B. Já no intervalo com a atuação plena

Figura 41 – Situação problema com a exposição das topologias 2L-2B e 2L-3B em análise



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 42 – Torque elétrico (T_E) e torque mecânico (T_M) com o 2L-2B e 2L-3B

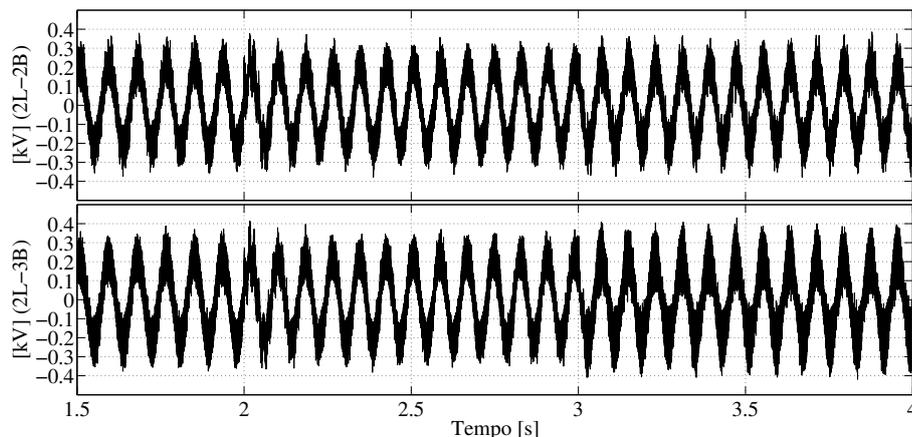


Fonte: elaborada pelo autor.

do controle do GSC, de 3 a 4 s, o 2L-3B apresentou uma oscilação em regime do torque elétrico de 20% superior ao 2L-2B. Em ambos os casos, foi observado um leve aumento na oscilação do T_E na presença de harmônicos provenientes da carga não-linear. Para o 2L-2B e 2L-3B, a oscilação do T_E reduz sutilmente após a atuação do controle na compensação dos harmônicos.

As tensões e correntes no rotor são balanceadas, contudo, as correntes, para o caso com 2L-2B, apresentam uma distorção persistente em todas as etapas da simulação. As Figuras 43 e 44 mostram, respectivamente, a tensão e a corrente na fase a do rotor.

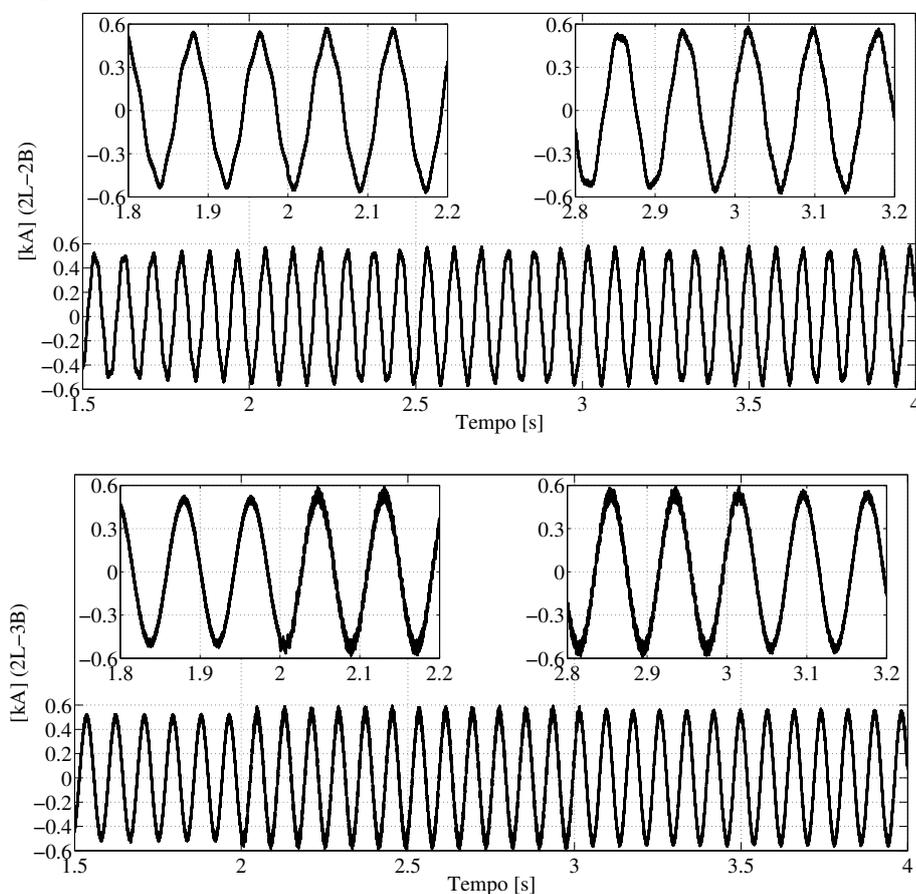
Figura 43 – Tensão de linha do rotor entre as fases *a* e *b* com o 2L-2B e 2L-3B



Fonte: elaborada pelo autor.

Até o instante de 3 segundos, em que o conversor do lado da rede (GSC) passa a atuar como filtro, as formas de onda da tensão do rotor para os dois conversores são similares. A partir do instante de 3 segundos, percebe-se que a tensão de linha do rotor, com o 2L-3B, apresenta oscilação 9,3% superior do que com o 2L-2B.

Figura 44 – Corrente na fase *a* do rotor com o 2L-2B e 2L-3B



Fonte: elaborada pelo autor.

Das Figuras 43 e 44 nota-se que, apesar do aumento da oscilação em alta frequência na forma de onda da tensão do rotor após o instante de 3 segundos, o ruído em alta frequência na forma de onda da corrente no rotor diminui para o caso com o 2L-3B.

Com a operação plena do controle do GSC para compensação de harmônicos e reativos, a tensão do elo CC aumenta a amplitude de sua ondulação contribuindo para o aumento do ruído em alta frequência na forma de onda da tensão nos terminais do rotor. Além disso, a comutação das chaves no GSC tende a aumentar o conteúdo harmônico na corrente do rotor devido ao aumento da distorção harmônica de tensão no PCC (TENTZERAKIS; PAPATHANASSIOU, 2007; SONG; NIAN, 2015a). No entanto, a ação de compensar os harmônicos de corrente da carga não-linear mais estator contrabalanceiam o efeito do chaveamento do GSC, minimizando a distorção harmônica de tensão nos terminais do estator do DFIG.

O efeito de compensar harmônicos pela estratégia de controle aplicada ao GSC permite minimizar a oscilação do torque elétrico no DFIG e o conteúdo harmônico de corrente nos enrolamentos do rotor, o que por sua vez auxilia na redução de perdas nos enrolamentos do rotor (FAN *et al.*, 2009). Com o resultado observado na Figura 44, para o caso do 2L-3B, a redução do ruído na forma de onda da corrente do rotor pôde ser comprovada.

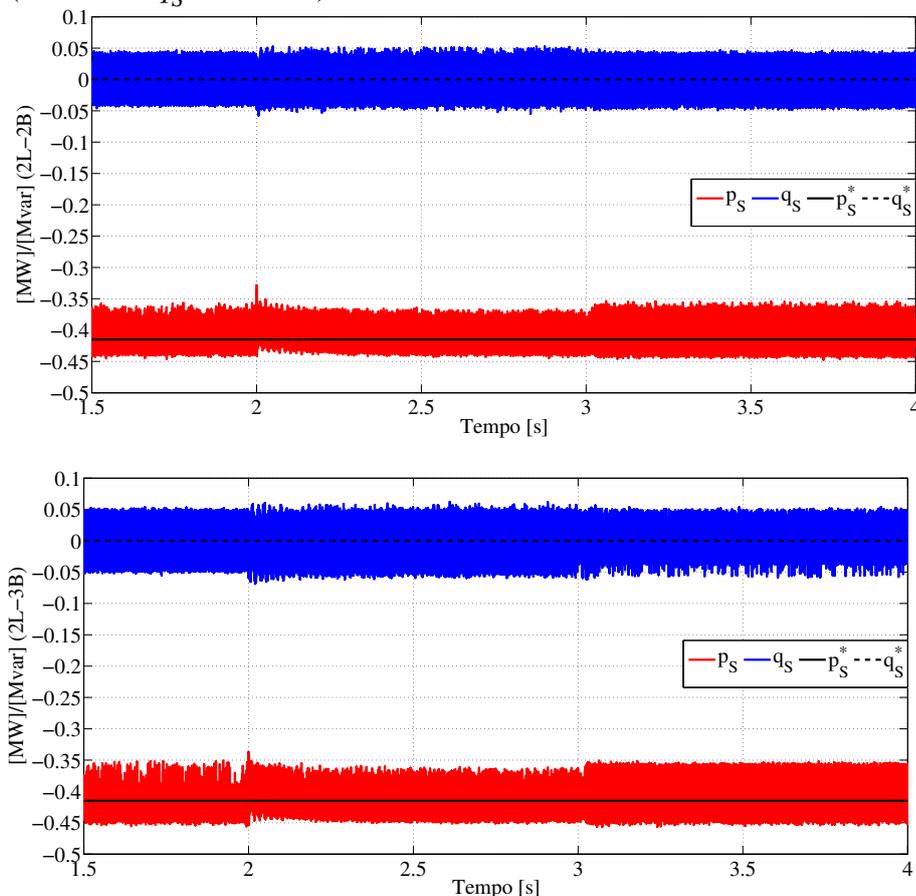
A distorção sem padrão periódico na forma de onda da corrente do rotor, para o caso com 2L-2B, demonstra forte presença de inter-harmônicos. No entanto, o conversor de dois braços e dois níveis 2L-2B conseguiu uma oscilação no torque elétrico de 0,02 pu inferior ao 2L-3B.

A Figura 45 mostra as potências ativa e reativa controladas pelo DFIG mediante o controle do conversor do lado do rotor, RSC. O objetivo do resultado da Figura 45 é comparar o efeito das estruturas 2L-2B e 2L-3B sobre a ação do RSC, no que se refere ao controle das potências ativa e reativa no estator.

Uma característica presente tanto na estrutura 2L-2B quanto com 2L-3B, é que a oscilação de q_s é maior no intervalo de 2 a 3 segundos, quando não há atuação da estratégia de compensação de harmônicos e reativos, enquanto p_s se mostra mais oscilativo no intervalo em que há compensação de harmônicos e reativos. As oscilações de potência ativa e reativa com o 2L-2B são 7,8% e 12,2%, respectivamente, menores do que com o 2L-3B.

A Figura 46 mostra a ação da estratégia de regulação da tensão no elo CC, Figura 26, aplicada nas simulações dos conversores estudados neste trabalho. A tensão total do elo CC deve ser mantida em 2,5 kV_{CC} enquanto as tensões sobre cada capacitor, C1 e C2, devem ser

Figura 45 – Potências ativa p_S (referência $p_S^* = -415 \text{ kW}$) e reativa q_S (referência $q_S^* = 0 \text{ kVar}$) com o 2L-2B e 2L-3B



Fonte: elaborada pelo autor.

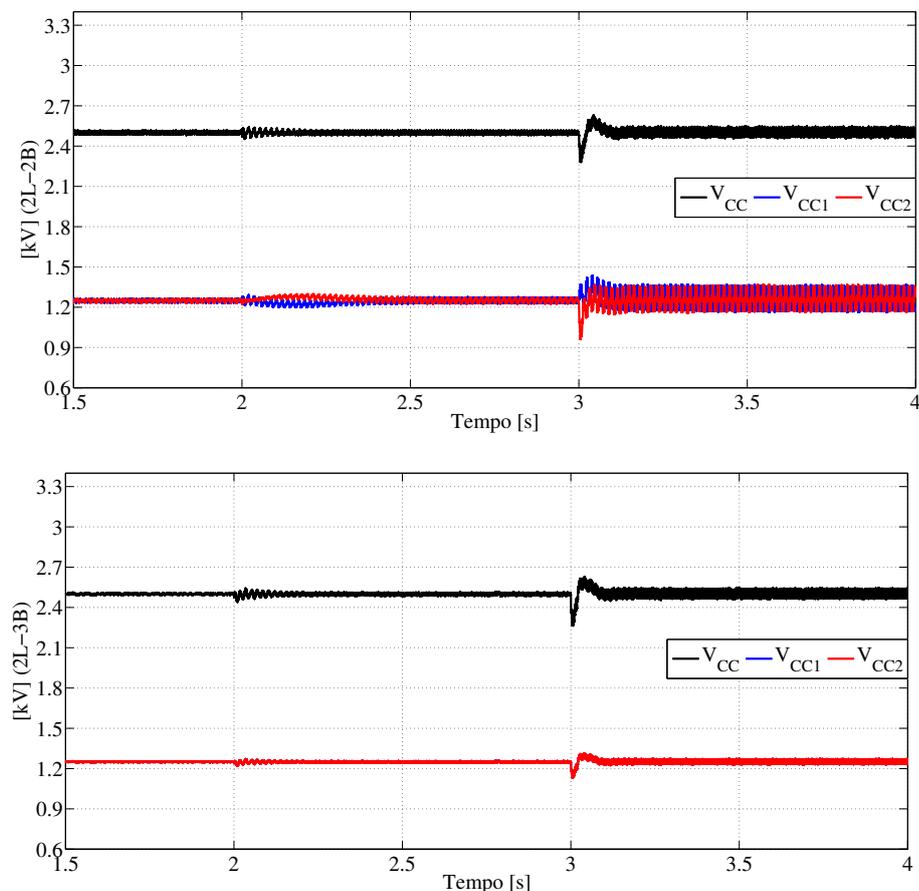
mantidas na metade deste valor, $1,25 \text{ kV}_{CC}$.

Em ambos os casos, a oscilação da tensão no elo CC aumenta quando os conversores 2L-2B e 2L-3B passam a operar como filtro ativo, a partir de 3 segundos. A máxima tensão sentida pelo elo CC do conversor *back-to-back* ocorre logo após o instante de 3 segundos, sendo de 2,631 kV para o 2L-2B e de 2,629 kV para o 2L-3B. A máxima tensão individual sobre os capacitores C1 e C2 é de 1,436 kV para o 2L-2B e 1,315 kV para o 2L-3B.

Em todas as etapas de simulação, as oscilações em regime permanente da tensão total do elo CC (V_{CC}) e sobre cada capacitor (V_{CC1} e V_{CC2}) são superiores para o caso com o 2L-2B do que com o 2L-3B. No intervalo de 3 s a 4 s, por exemplo, com a atuação plena do controle do GSC, as oscilações em regime permanente de V_{CC} e V_{CC1}/V_{CC2} são, respectivamente, 3,7% e 16,6% para o 2L-2B e 3,4% e 3,4% para o 2L-3B.

O fato de uma fase ser diretamente conectada no elo CC sem a interferência de um elemento ativo, como uma chave semicondutora, acaba tornando a tensão do barramento CC do conversor *back-to-back* com o 2L-2B mais susceptível a maiores ondulações em seu nível CC.

Figura 46 – Tensões V_{CC} , V_{CC1} e V_{CC2} do elo CC do *back-to-back* com o 2L-2B e 2L-3B



Fonte: elaborada pelo autor.

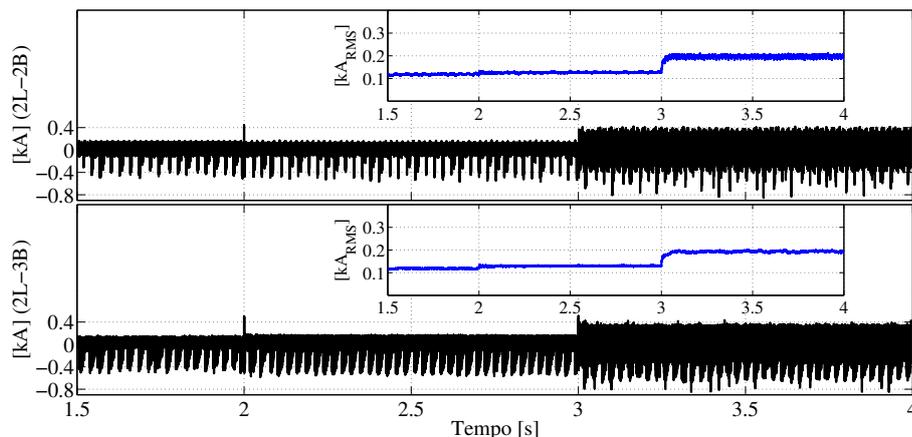
Contudo, o equilíbrio entre as tensões no 2L-2B foi obtido tal como no 2L-3B (cujo equilíbrio se dá de forma natural, já que não há nenhuma conexão no ponto médio O do elo CC).

O resultado obtido na Figura 46 mostra claramente que a estratégia de regulação da Figura 26 foi satisfatória para ambas as estruturas de dois braços e três braços de dois níveis. Além disso, pode-se perceber que as ondulações do V_{CC} com ambas as estruturas, 2L-2B e 2L-3B, foram bem próximas. Assim, no que diz respeito ao efeito da ondulação da tensão do elo CC na operação do RSC, o 2L-2B e o 2L-3B são, praticamente, similares.

A fim de avaliar o nível de corrente sintetizada pelos capacitores $C1$ e $C2$ nos conversores 2L-2B e 2L-3B, a Figura 47 mostra a corrente no capacitor $C1$ (simétrica a de $C2$), em valores instantâneos e RMS.

Observa-se na Figura 47 que as oscilações em alta frequência da corrente no capacitor $C1$ são, levemente, mais intensas para o caso com 2L-3B. Contudo, em ambos os conversores, os valores RMS da corrente no capacitor $C1$ são muito próximos durante todas as etapas de simulação.

Figura 47 – Corrente instantânea e RMS do capacitor C1 com o 2L-2B e 2L-3B



Fonte: elaborada pelo autor.

A estrutura 2L-3B não apresenta conexões no ponto médio do barramento CC. Logo, do ponto de vista da tensão de bloqueio das chaves no 2L-3B, a capacitância equivalente é a metade da capacitância vista pelas chaves no caso do 2L-2B. Contudo, a operação de mais chaves, ou seja, mais processamento de potência por ciclo da rede, acaba introduzindo uma maior frequência na oscilação das correntes nos capacitores $C1$ e $C2$ com o 2L-3B. Vale ressaltar que a capacitância equivalente, do ponto de vista de todo o barramento CC, é a mesma para ambas as estruturas.

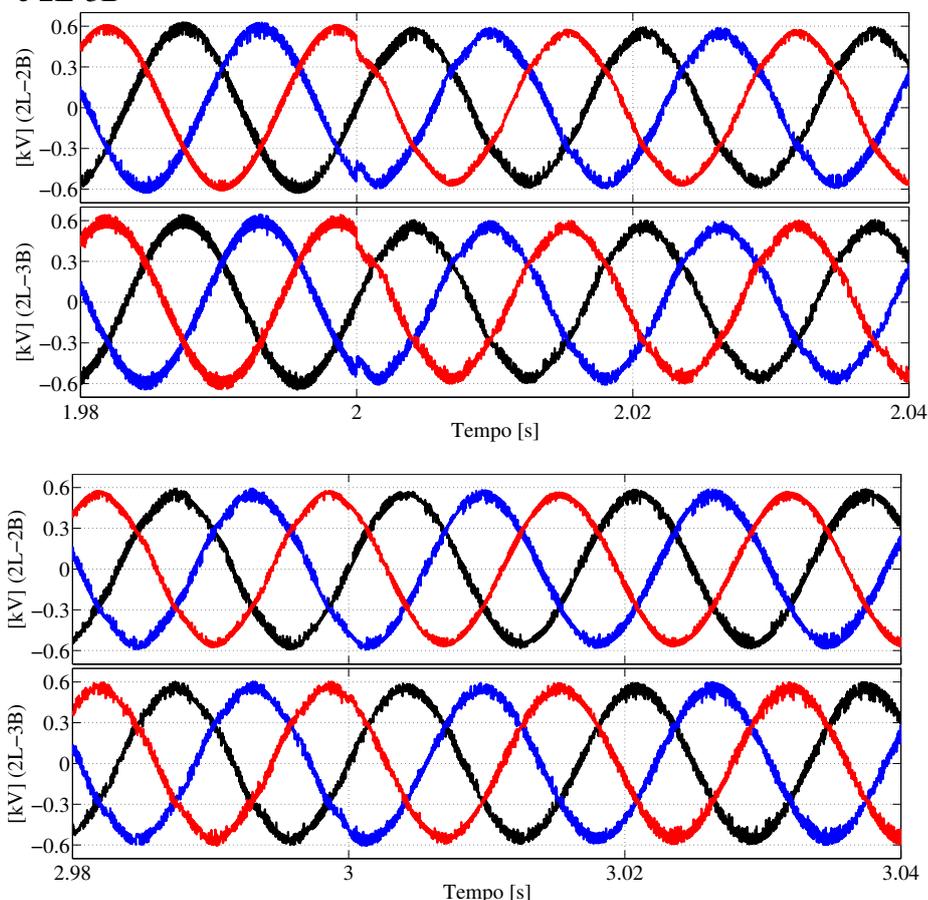
As tensões no estator do DFIG, bem como as correntes de linha que fluem pelos enrolamentos do estator, são mostradas nas Figuras 48 e 49.

As tensões no estator, mostradas na Figura 48, encontram-se com um desbalanço de 17 V de pico com o 2L-2B e 5 V de pico com o 2L-3B no intervalo de 3 s a 4 s. Contudo, a forma de onda da tensão com o 2L-3B apresenta mais ruído do que com o 2L-2B.

Assim como nas tensões na Figura 48, as correntes no estator não sofrem grandes distúrbios durante os instantes de entrada de carga (2 segundos) e início de filtragem (3 segundos). As correntes no estator são balanceadas e sem distorções consideráveis em ambos os casos durante toda a simulação. Pode-se dizer que a estratégia de controle aplicada em ambos os conversores apresentou resultados satisfatórios durante todas as etapas de simulação.

Das Figuras 48 e 49, observa-se que há a necessidade de compensar não só os harmônicos de uma possível carga não-linear, conectada nos terminais do DFIG, como também, provenientes do próprio DFIG. Foi observado que em ambos os casos, nas estruturas 2L-2B e 2L-3B, o alvo das estratégias propostas de controle (compensar harmônicos e reativos da carga mais o estator) permitiu reduzir tanto as distorções nas tensões quanto nas correntes do estator

Figura 48 – Tensões de fase no estator do DFIG durante os transitórios de carga (1,98 s a 2,04 s) e filtragem ativa (2,98 s a 3,04 s) com o 2L-2B e 2L-3B



Fonte: elaborada pelo autor.

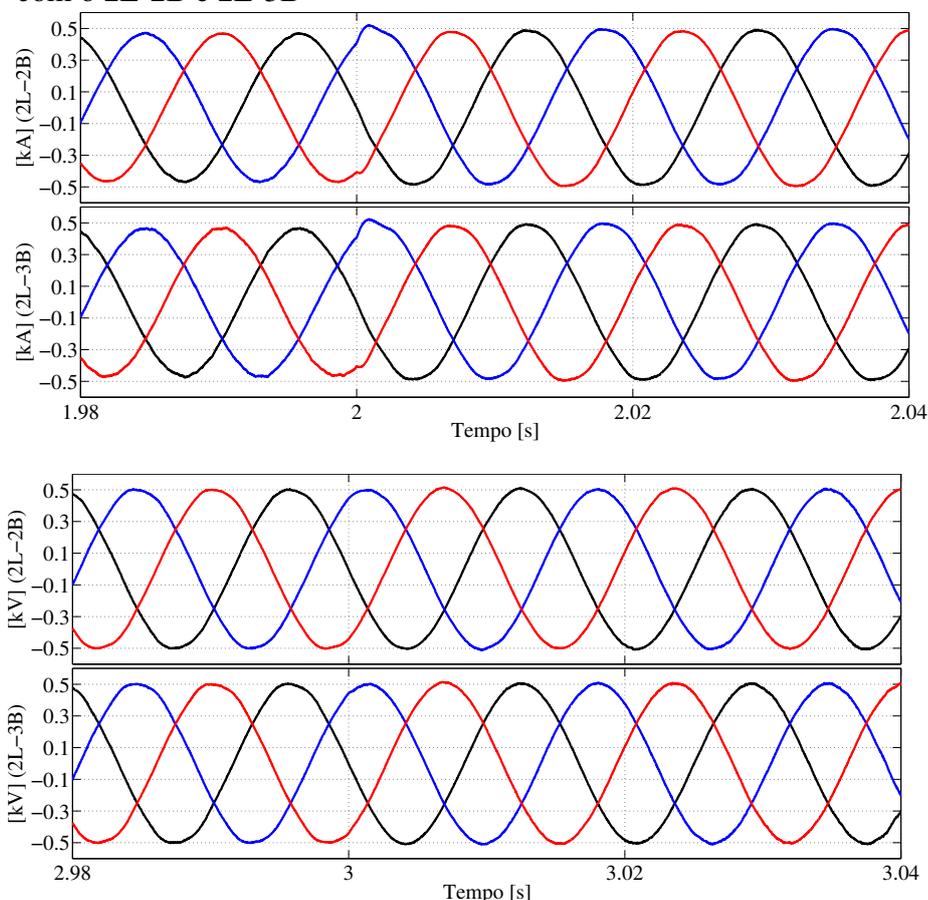
do DFIG.

A Figura 50 mostra as correntes na fase *a* do conversor do lado da rede GSC, da carga (carga não-linear mais estator) e da rede. Como não há um controle ativo na fase *c* por parte do 2L-2B, a Figura 51 tem por finalidade mostrar as mesmas correntes da Figura 50 para a fase *c*. Para o conversor 2L-3B, as correntes nas fases *abc* são balanceadas, logo, não há necessidade de ilustrar as formas de onda das correntes nas fases *bc*. O mesmo vale para a fase *b* no caso do conversor 2L-2B.

O nível de distorção harmônica total nas correntes da rede DHTi, bem como de tensão no estator DHTv, em cada etapa de simulação (0 s a 2 s: operação sem carga; 2 s a 3 s: operação com carga sem filtragem; e 3 s a 4 s: operação com carga e com filtragem) é quantificado na Figura 52.

Pode-se notar na Figura 50 que a mesma estratégia adotada para os conversores 2L-2B e 2L-3B permitiu a compensação dos harmônicos. É visível que a carga não-linear é

Figura 49 – Correntes nos enrolamentos do estator do DFIG durante os transitórios de carga (1,98 s a 2,04 s) e filtragem ativa (2,98 s a 3,04 s) com o 2L-2B e 2L-3B



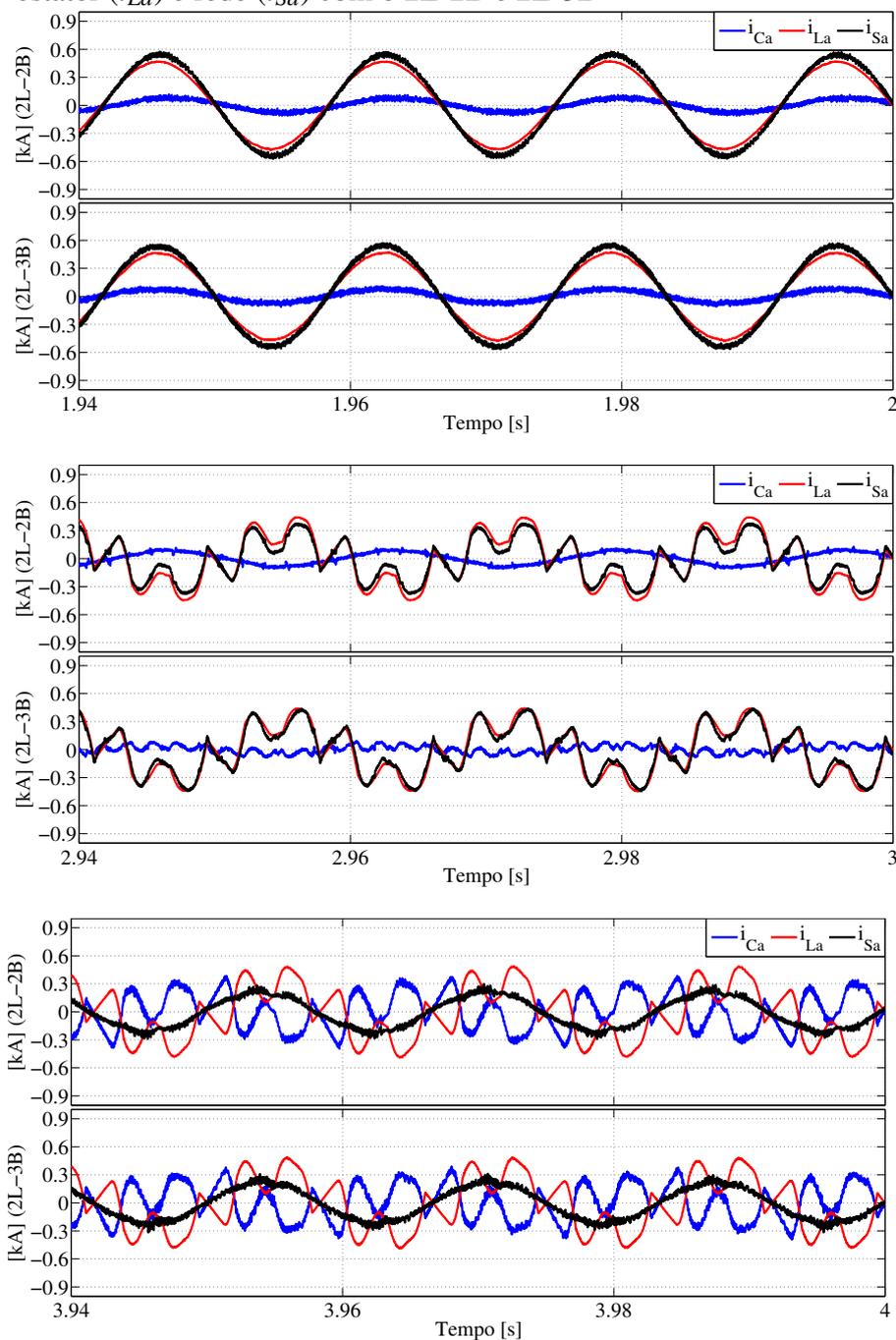
Fonte: elaborada pelo autor.

severa não só em potência como também em distorção harmônica.

Na Figura 50, até o instante de 2 s, é possível notar que, para ambas as estruturas 2L-2B e 2L-3B, a corrente da rede (i_{Sa}) possui uma amplitude maior do que a corrente i_{La} (ou do estator). Como nesse estágio a carga não-linear não está conectada, o estator do DFIG só fornece potência ativa e o GSC consome tanto potência ativa quanto reativa, a corrente da rede acaba sendo maior do que a corrente do estator. Entre 2 s e 3 s, i_{Sa} é menor do que i_{La} , com o conversor 2L-2B. Nesse caso, além da conexão da carga não-linear e da quantidade inferior de chaves, a menor oscilação nas potências ativa e reativa fornecidas pelo estator, apresentadas na Figura 45, explicam o fato de i_{Sa} ser menor com o conversor 2L-2B. Os resultados da Figura 50 mostraram que o uso da estrutura de dois braços reduziu as perdas na linha da rede.

No estágio de filtragem, na Figura 50, ambos os conversores conseguem desempenhos próximos quanto à compensação de harmônicos da corrente da rede (i_{Sa}). Deve ser salientado que a fase b apresenta resultados semelhantes nos dois conversores por, também, ser

Figura 50 – Correntes na fase a do conversor GSC (i_{Ca}), carga mais estator (i_{La}) e rede (i_{Sa}) com o 2L-2B e 2L-3B

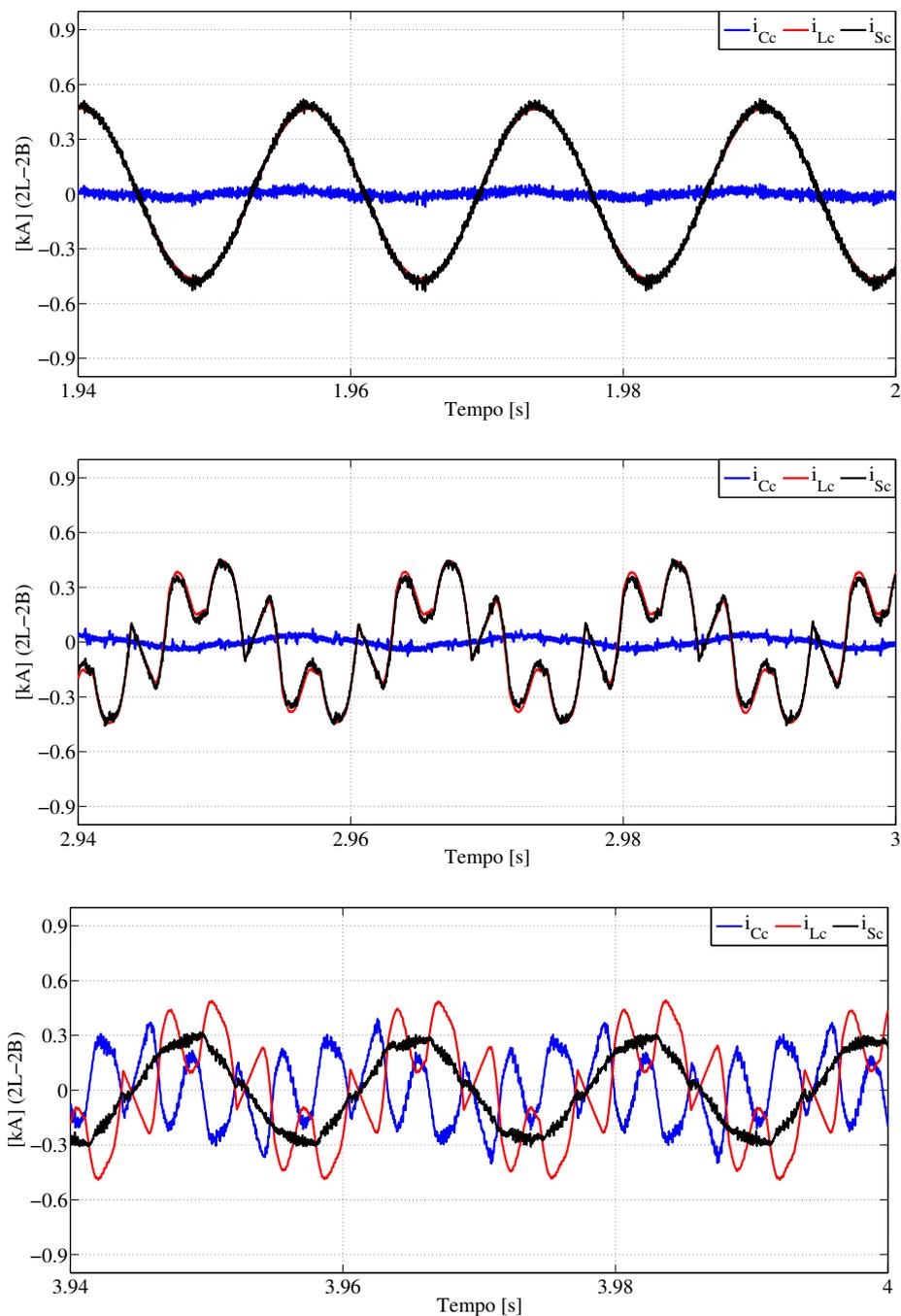


Fonte: elaborada pelo autor.

uma fase conectada a um braço do GSC com chaves. No caso do 2L-3B, os mesmos resultados da Figura 50 se aplicam a fase c .

A Figura 51 mostra, para o intervalo sem carga, que a fase c da rede possui um valor de pico a pico inferior a fase a , sendo idêntica a do estator i_{Lc} . A corrente i_{Cc} também é menor nesse intervalo. Esse efeito prova, então, que o 2L-2B reduz as perdas por condução nas linhas entre a rede e o aerogerador até o instante de 2 s na fase c e até o instante de 3 s nas fases ab .

Figura 51 – Correntes na fase c do conversor GSC (i_{Cc}), carga mais estator (i_{Lc}) e rede (i_{Sc}) com o 2L-2B

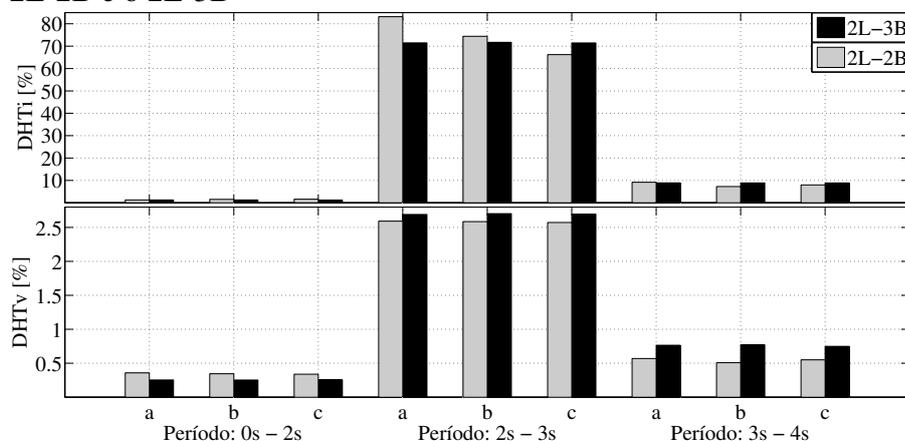


Fonte: elaborada pelo autor.

Pois, no intervalo de 2 s a 3 s, a fase c da rede, em ambos os conversores, possui praticamente o mesmo nível de amplitude.

A corrente consumida pelo 2L-2B nas fases ab é próxima do 2L-3B até o instante de 3 s e levemente superior (e sem distorções em alta frequência) no intervalo de 2 s a 3 s. Já na fase c do 2L-2B, até o instante de 3 s, o nível da corrente se mantém inferior às correntes nas três fases abc do 2L-3B e sem distorções severas em alta frequência, como pode ser observado

Figura 52 – Distorção harmônica total de corrente (DHTi) e tensão (DHTv) da rede nas fases *abc* durante as etapas de simulação, com o 2L-2B e o 2L-3B



Fonte: elaborada pelo autor.

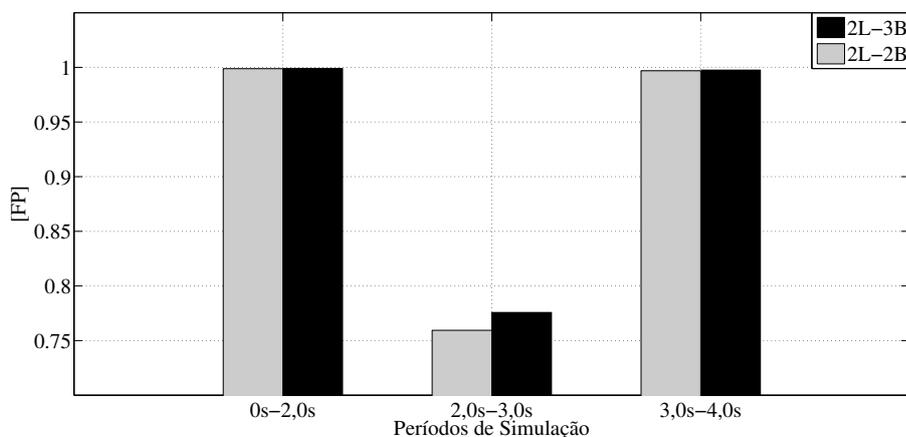
na Figura 51. Pode-se dizer que durante todo o período de simulação, em que não há a ação de filtragem por parte do conversor GSC, a estrutura 2L-2B mostrou um consumo trifásico de corrente inferior ao 2L-3B. Contudo, esse resultado é meramente especulativo, uma vez que a proposta de operação do GSC é ser um filtro ativo durante a operação normal do aerogerador.

Durante o intervalo de 2 s a 4 s, da Figura 52, o conversor 2L-2B apresenta DHTv inferior ao 2L-3B. Durante os intervalos de 0 s a 2 s e de 3 s a 4 s, as DHTis em ambos os conversores, nas três fases, se mantiveram bem próximos. No período de filtragem, 3 s a 4 s, as fases *bc* apresentaram DHTi levemente inferior no 2L-2B em relação ao 2L-3B. A Figura 52 mostra a severidade da carga não-linear quanto a distorção harmônica de corrente, podendo ultrapassar 70% com ambos os conversores. Pode ser observado, também, que a DHTi nas fases do conversor 2L-2B, no intervalo de 2 s a 3 s, estão bem desequilibradas, podendo chegar a mais de 10% entre a fase mais distorcida (fase *a*) e a menos distorcida (fase *c*). Novamente deve ser lembrado que a proposta de operação do GSC é ser um filtro ativo durante toda a operação normal do aerogerador.

A Figura 53 mostra o fator de potência (FP) visto pela rede em relação ao sistema de aerogeração mais carga. O fator de potência serve como outro parâmetro para a avaliação da melhoria da qualidade de energia do sistema elétrico por parte dos conversores 2L-2B e 2L-3B.

Na Figura 53 é observado que antes e após o período de 2 s a 3 s o fator de potência para ambos os casos, com 2L-2B e 2L-3B, é praticamente unitário. Em termos de fator de potência, a severidade da carga não-linear causa uma redução do fator de potência para próximo de 0,75 em ambos os casos. Fica claro, novamente, que os conversores de dois braços conseguem

Figura 53 – Fator de potência FP visto pela rede do sistema de aerogeração mais carga durante as etapas de simulação, com o 2L-2B e o 2L-3B



Fonte: elaborada pelo autor.

desempenhar a regulação da tensão do elo CC e a compensação de harmônicos e reativos tão eficiente quanto os conversores de três braços.

A Figura 54 mostra o efeito dos conversores 2L-2B e 2L-3B sobre os fluxos de potência estabelecidos entre o aerogerador mais carga e a rede elétrica.

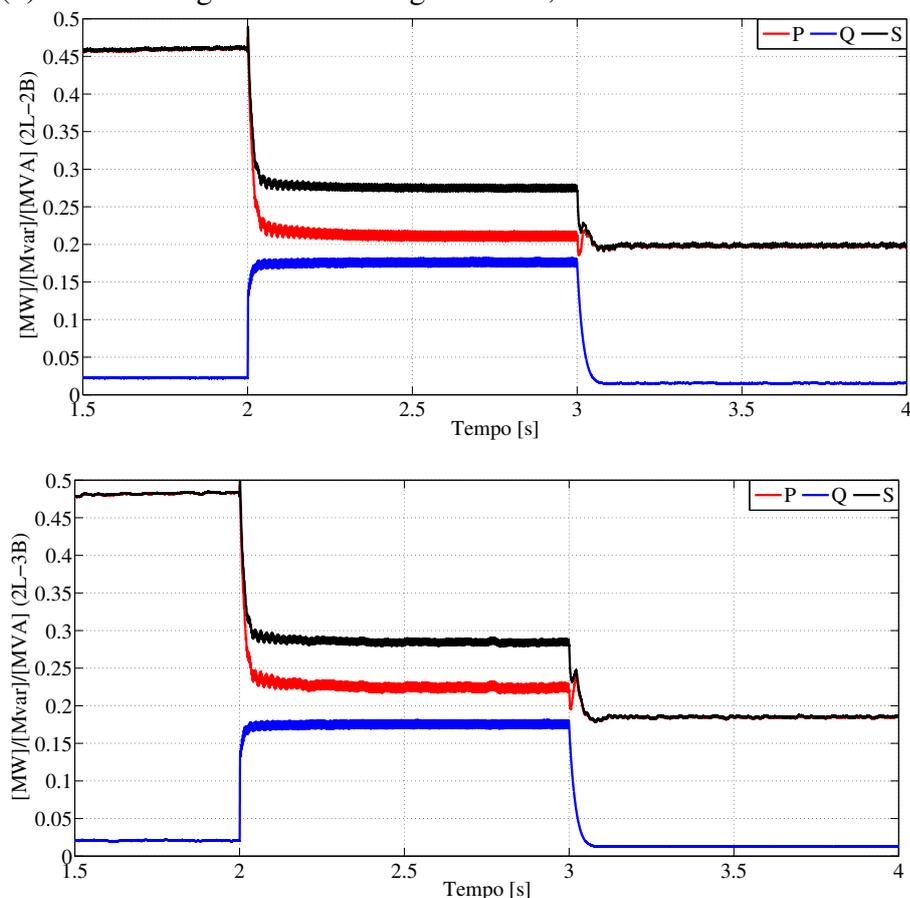
Como é visto na Figura 54, ambas estruturas, 2L-2B e 2L-3B, conseguem reduzir as potências da rede. No intervalo de 3 s a 4 s, a ação da estratégia de controle em compensar toda a potência reativa e a potência ativa oscilante da carga e estator é perceptível. Percebe-se que o 2L-2B não consegue reduzir suficientemente a potência ativa oscilante e, por conseguinte, a potência aparente tão bem quanto o 2L-3B. No entanto, é possível observar no período entre 0,2 s e 3 s, no qual o GSC opera apenas como regulador da tensão do elo CC, que a estrutura 2L-2B consegue reduzir mais a potência ativa demandada da rede em relação ao 2L-3B.

3.3.1 Discussões e Análises dos Conversores 2L-2B e 2L-3B

Os conversores 2L-2B e 2L-3B, operando como conversor do lado da rede GSC, apresentaram, de maneira geral, resultados próximos. Isso demonstra que a generalização da estratégia de controle e tipo de modulação, aplicados aos dois tipos de conversores, foi satisfatória no sentido de compará-los em um nível mais igualitário de operação.

Foi verificado em todo o período de simulação que a oscilação do torque elétrico e a oscilação em alta frequência na forma de onda da tensão do estator foram menores para o 2L-2B. Ao passo que a corrente no rotor com o 2L-2B, apresentou distorção aperiódica e persistente durante toda a simulação (fato não observado com o 2L-3B). Isso demonstra que a

Figura 54 – Níveis dos fluxos de potência ativa (P), reativa (Q) e aparente (S) entre o aerogerador mais carga e a rede, com o 2L-2B e o 2L-3B



Fonte: elaborada pelo autor.

DHTv menor, nas três fases, obtida com o 2L-2B em relação ao 2L-3B implicou na redução da oscilação da potência entregue pelo estator, diminuindo o efeito do chaveamento do GSC sobre os harmônicos que circulam no entreferro do DFIG. No entanto, a assimetria na estrutura de potência do 2L-2B (conexão direta de uma fase no barramento CC) implica em uma impedância equivalente desequilibrada, do ponto de vista da rede. Uma estratégia de controle adequada para o 2L-2B, que vise compensar harmônicos de sequência negativa e que, por sua vez, compense os desbalanços de tensão provocados no PCC seria necessária. A compensação de tais desbalanços (que foram maiores com o 2L-2B) tenderia a minimizar as distorções na forma de onda das correntes do rotor para o caso com o 2L-2B (DJUROVIC; WILLIAMSON, 2010).

A estratégia de controle do conversor do lado do rotor, RSC, também foi satisfatória, mantendo as potências ativa e reativa, injetadas na rede pelo estator, oscilantes nos seus valores de referência (0 kVar e -415 kW). O conversor 2L-2B apresentou oscilações nas potências ativa e reativa do estator levemente inferiores às oscilações do 2L-3B. Desta forma, as oscilações reduzidas no torque elétrico do DFIG e nas potências injetadas pelo mesmo ao sistema elé-

trico, garantem uma melhora na qualidade da energia fornecida pelo sistema de aerogeração implementado com o 2L-2B como GSC.

A ação de regulação da tensão no elo CC, implementada na estratégia de controle, conseguiu manter as tensões sobre os capacitores $C1$ e $C2$ equilibradas e reguladas em seus valores de referência. Contudo, a oscilação de tensão nos capacitores foi maior com o 2L-2B. Esse resultado, em termos de operação do sistema *back-to-back* como um todo, não compromete a sua operação negativamente, pois as oscilações da tensão total do elo CC com ambos os conversores se mantiveram próximas. Ou seja, o RSC e o GSC podem operar normalmente em *back-to-back*. Com relação a corrente nos capacitores, verificou-se que ambas as estruturas apresentaram valores eficazes próximos.

O 2L-2B conseguiu apresentar uma oscilação menos intensa do que o 2L-3B, apresentando menos picos de corrente por ciclo da rede. Isso se deve a maior variação de potência por ciclo da rede, devido a comutação das chaves do terceiro braço do 2L-3B. Ao analisar todos os possíveis estados de operação em cada braço dos conversores de dois níveis, verifica-se que sempre há a possibilidade de troca de energia entre a fase e o barramento, carregando ou descarregando os capacitores do elo CC. Esse fato minimiza a potência nominal requerida para os capacitores no 2L-2B em relação ao 2L-3B, tornando a corrente eficaz nos capacitores do 2L-2B mais próxima da corrente nos capacitores do 2L-3B, para uma mesma tensão no barramento CC.

Deve ser salientado que em uma aplicação real, o 2L-3B não precisaria ser implementado com dois capacitores idênticos ao $C1$ e $C2$ do 2L-2B e, muito menos, no mesmo nível de tensão. O 2L-3B precisaria apenas de um capacitor com as mesmas especificações de $C1$ ou $C2$. No entanto, para aplicações que requeiram a associação de um conversor de dois níveis, como GSC, e um multinível, como RSC, o resultado obtido na Figura 47, para a corrente nos capacitores, tornaria o 2L-2B em uma proposta viável.

Seguindo o Módulo 8 do PRODIST e os submódulos 2.8 e 3.6 da ONS (2011) e ONS (2010), verificou-se que os níveis de tensão, Figura 48, não ultrapassaram os limites superior e inferior (105% e 95%) impostos pela ONS. Além disso, como a ONS se baseia no cálculo da DHT, equação (1.1), para a tensão, observou-se que a DHTv, Figura 52, ficou bem abaixo de 6% (e até de 5%, para períodos pré-definidos de leitura da ONS) em uma rede com tensão nominal de 690 V. No período de 0 s a 2 s, a DHTv máxima em regime foi de 0,36% com o 2L-2B e de 0,26% com o 2L-3B. No período de 2 s a 3 s, os valores máximos em regime de DHTv foram de 2,59% com o 2L-2B e de 2,70% com o 2L-3B. E para o intervalo de 3 s a 4

s, os valores máximos em regime de DHTv foram de 0,57% com o 2L-2B e de 0,77% com o 2L-3B. Por fim, o fator de potência, Figura 53, para os períodos sem carga e com carga mais a atuação da filtragem do GSC (descartando o período de 2 s a 3 s em que não havia compensação de harmônicos e reativos por parte do GSC), ficou praticamente unitário. Todos esses resultados foram evidenciados para ambos os conversores 2L-2B e 2L-3B operando como GSC.

Embora a distorção da demanda total de corrente (DDTi), definida genericamente em (1.5), não tenha sido ilustrada durante as etapas de simulação, a mesma foi calculada a partir da DHTi da Figura 52. Desta forma, observou-se que os valores eficazes das fundamentais de corrente da rede e seus respectivos valores eficazes totais ficaram próximos. Portanto, as DHTis obtidas na Figura 52 correspondem, aproximadamente, às suas respectivas DDTis. Sendo assim, verificou-se que ambos os conversores, 2L-2B e 2L-3B, não alcançaram resultados positivos de DDTi abaixo de 5% (para redes com tensões nominais abaixo de 69 kV) frente a IEEE Std 519 (IEEE-519, 2014).

Por fim, sem a atuação plena da estratégia de controle (até o instante de 3 s), o 2L-2B apresentou menos potência demandada da rede. Com a atuação plena do controle (a partir de 3 s), ambos os conversores apresentaram desempenhos extremamente próximos tanto na redução de DHTi quanto de DHTv. O 2L-2B apresentou, sutilmente, menos DHTv, mais DHTi e o mesmo fator de potência unitário com relação ao 2L-3B.

3.4 Comparação dos Conversores NPC de Dois Braços (NPC-2B) e Três Braços (NPC-3B)

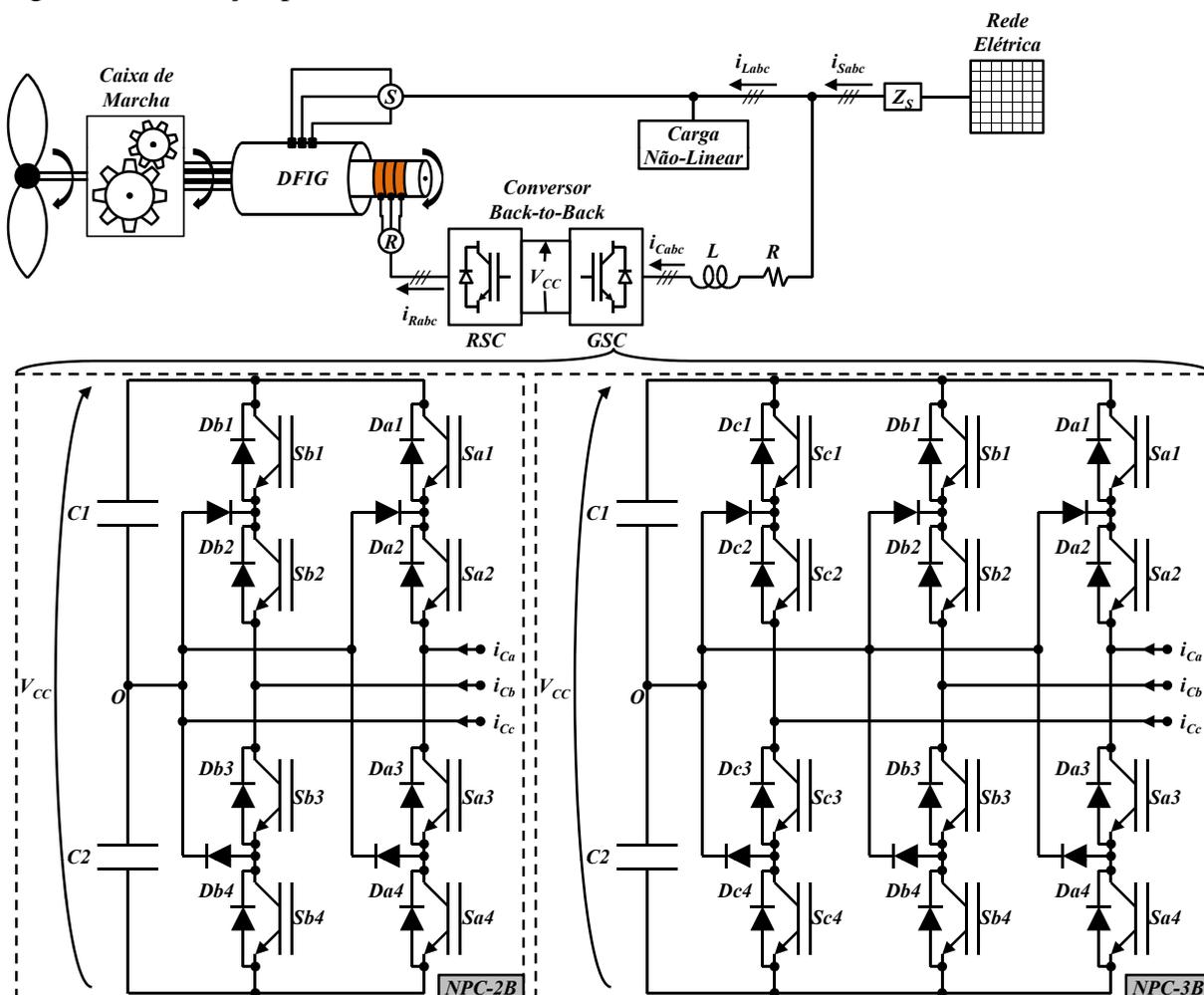
A Figura 55 explicita o uso das estruturas de dois e três braços para a topologia NPC como conversores do lado da rede (GSC). A frequência das portadoras triangulares é 20 kHz.

Os torques elétrico e mecânico do DFIG são mostrados na Figura 56 com o uso de NPC-2B e NPC-3B.

Ao contrário dos conversores de dois níveis, as estruturas NPC apresentaram oscilações no torque elétrico mais consideráveis, principalmente com o NPC-2B. Mesmo assim, é possível verificar que, em ambos os casos, o torque elétrico segue o torque mecânico durante toda a simulação. A alta oscilação do torque elétrico, na Figura 56, para o NPC-2B, é um ponto negativo, pois o mesmo degrada a qualidade de energia entregue pelo aerogerador.

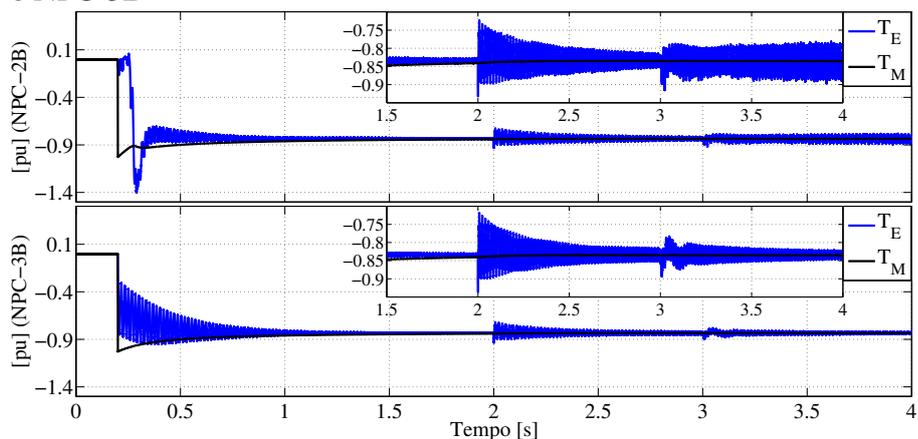
As tensões e correntes do rotor são balanceadas, logo, como para os conversores de dois níveis, não há necessidade de mostrar todas as componentes. Por isso, as Figuras 57 e 58

Figura 55 – Situação problema com NPC-2B e NPC-3B como GSC



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 56 – Torque elétrico (T_E) e torque mecânico (T_M) com o NPC-2B e NPC-3B

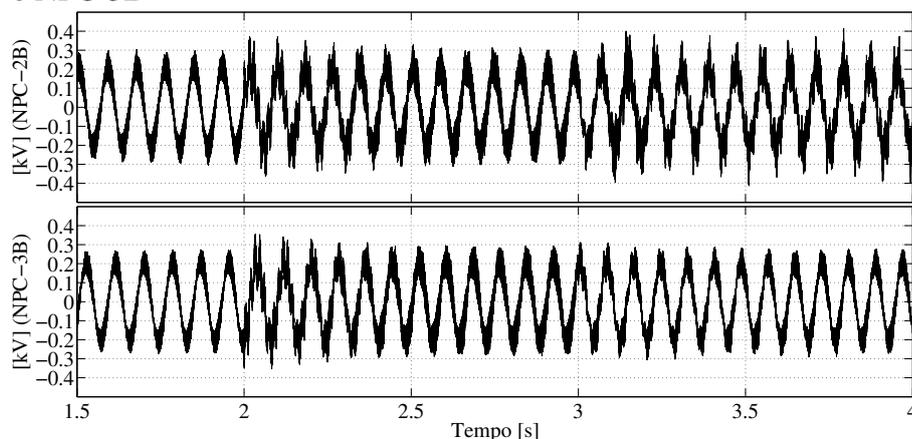


Fonte: elaborada pelo autor.

mostram, respectivamente, apenas a tensão e a corrente na fase a do rotor.

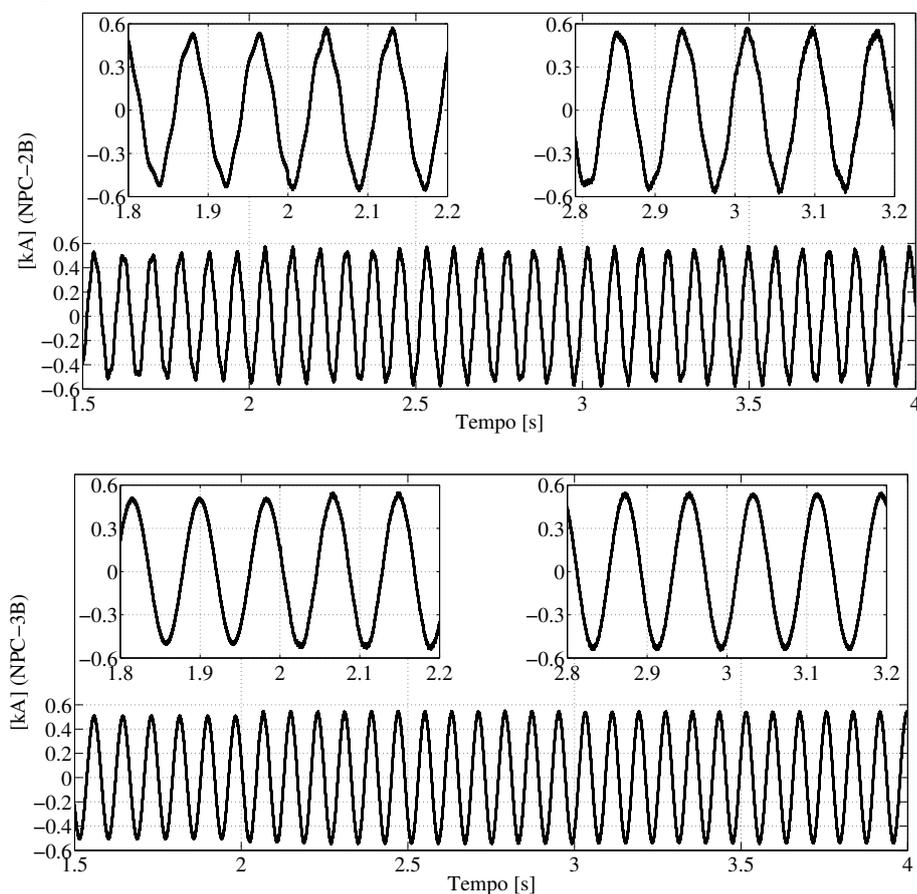
O resultado mostrado na Figura 57 difere do obtido pelo conversor de dois níveis. No caso do NPC é observado que a partir do instante de 3 s, na atuação plena do controle, as

Figura 57 – Tensão de linha do rotor entre as fases *a* e *b* com o NPC-2B e NPC-3B



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 58 – Corrente na fase *a* do rotor com o NPC-2B e NPC-3B



Fonte: elaborada pelo autor.

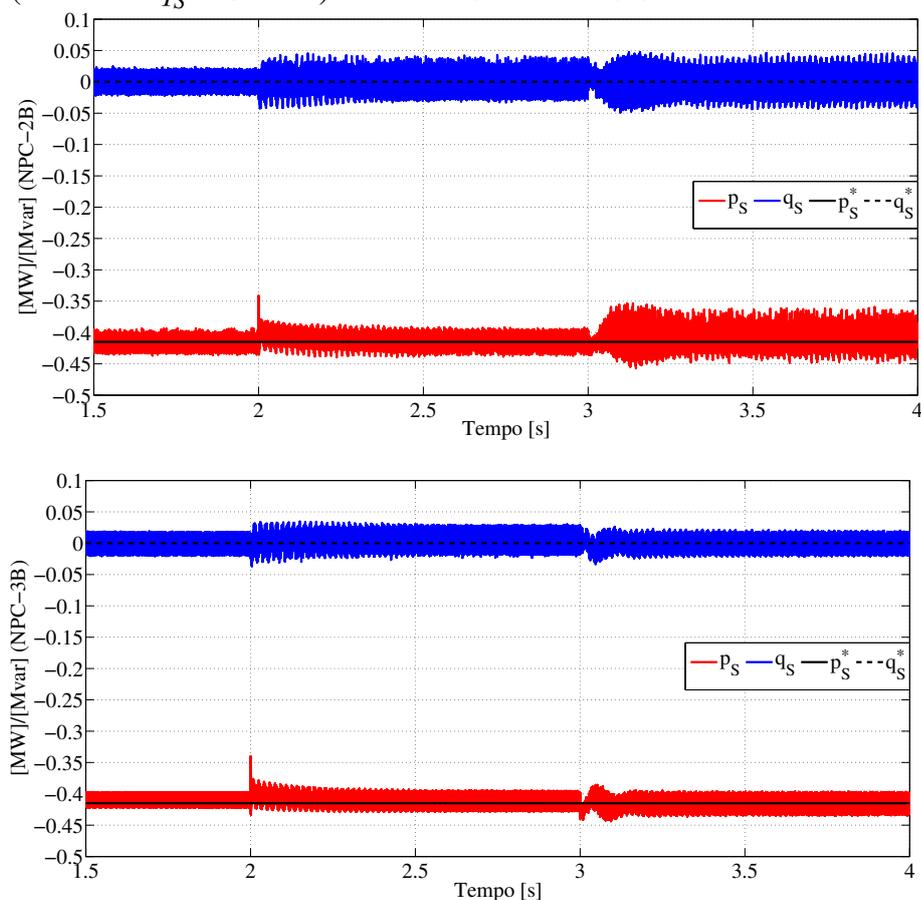
tensões nos terminais do rotor ficam mais distorcidas com o NPC-2B, em relação ao NPC-3B.

Na Figura 58, o comportamento da corrente no rotor para os conversores NPC-2B e NPC-3B é similar ao apresentado pelas estruturas de dois níveis. No caso do NPC-2B, a corrente apresenta uma distorção aperiódica e persistente durante toda a simulação e, no caso do NPC-3B, a corrente mostra uma forma de onda mais próxima de uma senóide em todas as etapas

de simulação. A corrente no rotor com o NPC-3B apresenta uma distorção 5% inferior do que com o NPC-2B. Diante dos resultados obtidos nas Figuras 56, 57 e 58, e seus correspondentes para as estruturas de dois níveis, pode-se dizer que a oscilação de torque elétrico do DFIG é influenciada pela distorção na corrente do rotor.

A Figura 59 mostra as potências ativa e reativa injetadas pelo DFIG mediante o controle do conversor do lado do rotor, RSC.

Figura 59 – Potências ativa p_S (referência $p_S^* = -415$ kW) e reativa q_S (referência $q_S^* = 0$ kVar) com o NPC-2B e NPC-3B

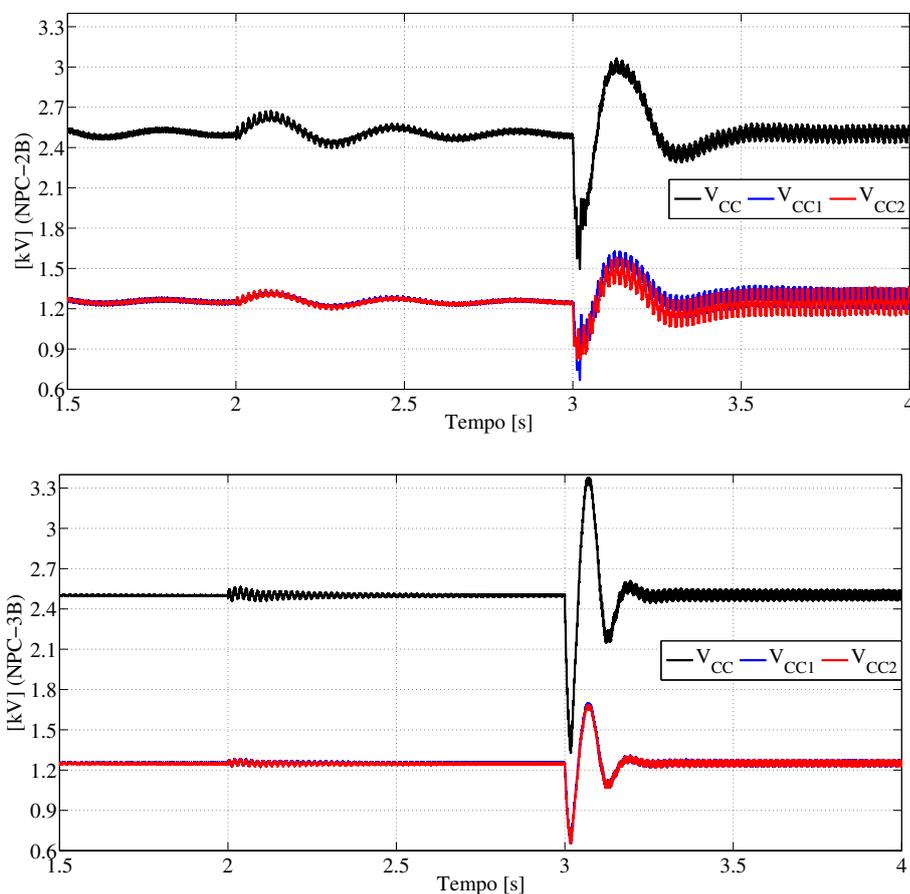


Fonte: elaborada pelo autor.

A Figura 59 mostra claramente que as oscilações de potência ativa e reativa, injetadas pelo estator, são maiores com o NPC-2B. Ainda assim, o NPC-2B apresentou menos oscilação do que as estruturas de dois níveis. Outro fato que pode ser avaliado com a Figura 59, em relação às Figuras 42, 45 e 56, é que a oscilação do torque elétrico não necessariamente determina o nível das oscilações de potência ativa e reativa injetadas pela máquina. O nível da oscilação da potência no PCC, entregue pelo DFIG, depende, também, das distorções presentes nas correntes e tensões nos terminais dos enrolamentos do estator.

A Figura 60 mostra as tensões do elo CC com NPC-2B e NPC-3B. Os níveis de referência de tensão são os mesmos dos conversores de dois níveis.

Figura 60 – Tensões V_{CC} , V_{CC1} e V_{CC2} do elo CC do *back-to-back* com o NPC-2B e NPC-3B



Fonte: elaborada pelo autor.

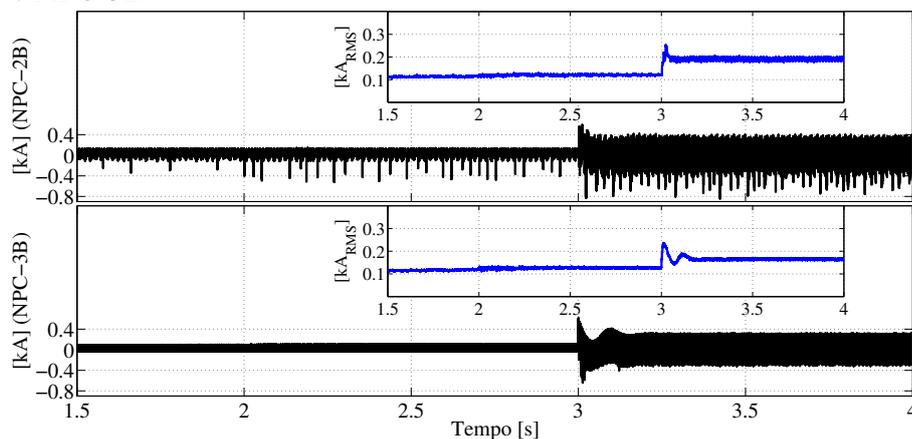
A Figura 60 mostra que a regulação da tensão do elo CC em ambos os conversores, NPC-2B e NPC-3B, é atingida. As oscilações das tensões sobre os capacitores e no elo CC, com NPC-2B e NPC-3B, são levemente inferiores às respectivas estruturas de dois níveis. Pode ser observado que o tempo de acomodação (tempo necessário para a saída do sistema de controle se estabilizar em regime) para a regulação do elo CC nas estruturas NPC é maior do que nas estruturas de dois níveis. Além disso, o *overshoot* também é maior. Vale salientar que os valores das constantes proporcionais e integrais usadas nos controladores PI de todos os conversores analisados neste trabalho são os mesmos. O NPC-2B precisa de um compensador mais rápido e de menor ganho, enquanto o NPC-3B precisa de um compensador mais lento e com ganho menor. O ajuste fino desses compensadores deve visar, além da redução do tempo de acomodação, a redução do *overshoot*.

O tempo de acomodação no controle do nível de tensão do elo CC, pelo GSC, deve ser pequeno a fim de diminuir o tempo de transitório da tensão no PCC, corrente da rede e, conseqüentemente, da potência que flui entre a rede e o sistema de aerogeração. Quanto maior for esse tempo, mais susceptíveis a danos, causados por oscilações na tensão da rede, estarão as cargas conectadas ao aerogerador ou próximas. Já o nível do *overshoot* no controle da tensão no elo CC, que é diretamente proporcional ao pico de tensão no elo CC, determina a amplitude da variação máxima nas correntes sintetizadas pelo GSC durante o transitório. Isto, por sua vez, irá se refletir na amplitude de oscilação da corrente da rede, tensão e, conseqüentemente, potência transferida entre a rede e aerogerador.

Como no 2L-3B não existia a conexão com o ponto médio do elo CC, não havia diferença nas tensões sobre os capacitores $C1$ e $C2$. O mesmo não pode ser observado no NPC-3B, pois a conexão com o ponto médio do elo CC existe. Assim, esse fato implica que a estratégia de regulação genérica do elo CC é satisfatória tanto para as estruturas de dois braços quanto de três braços do NPC.

A corrente sintetizada pelos capacitores $C1$ e $C2$, nos conversores NPC-2B e NPC-3B, é mostrada na Figura 61.

Figura 61 – Corrente instantânea e RMS do capacitor $C1$ com o NPC-2B e NPC-3B

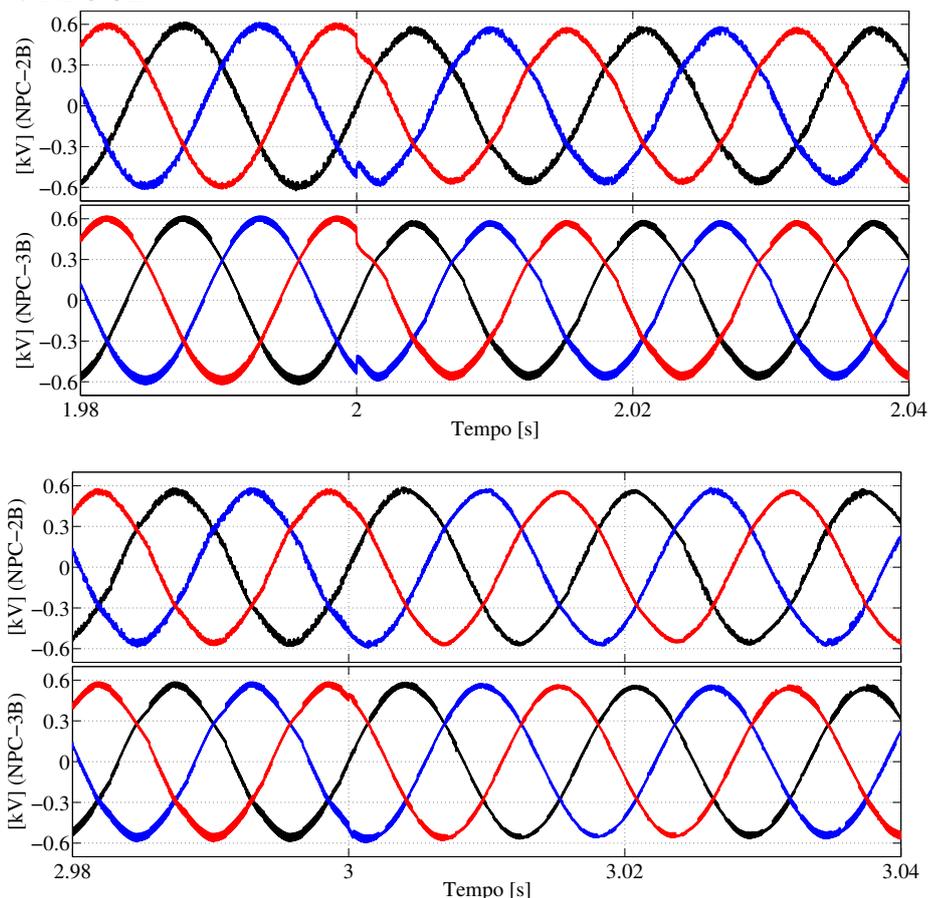


Fonte: elaborada pelo autor.

Da Figura 61 conclui-se que os capacitores $C1$ e $C2$, para o caso do NPC-2B, devem sintetizar mais potência do que para o NPC-3B. Contudo, essa diferença não é considerável, garantindo, ainda, a viabilidade da estrutura NPC-2B devido a sua quantidade reduzida de chaves. O valor eficaz da corrente nos capacitores com o NPC-2B é 15,2% maior do que com o 2L-3B, no intervalo de 3 s a 4 s (intervalo da atuação de GSC como filtro ativo).

Assim como para os conversores 2L-2B e 2L-3B, Figuras 48 e 49, as tensões e correntes no estator do DFIG são mostradas nas Figuras 62 e 63 para ambos os casos, com o NPC-2B e o NPC-3B.

Figura 62 – Tensões de fase no estator do DFIG durante os transitórios de carga (1,98 s a 2,04 s) e filtragem ativa (2,98 s a 3,04 s) com o NPC-2B e NPC-3B

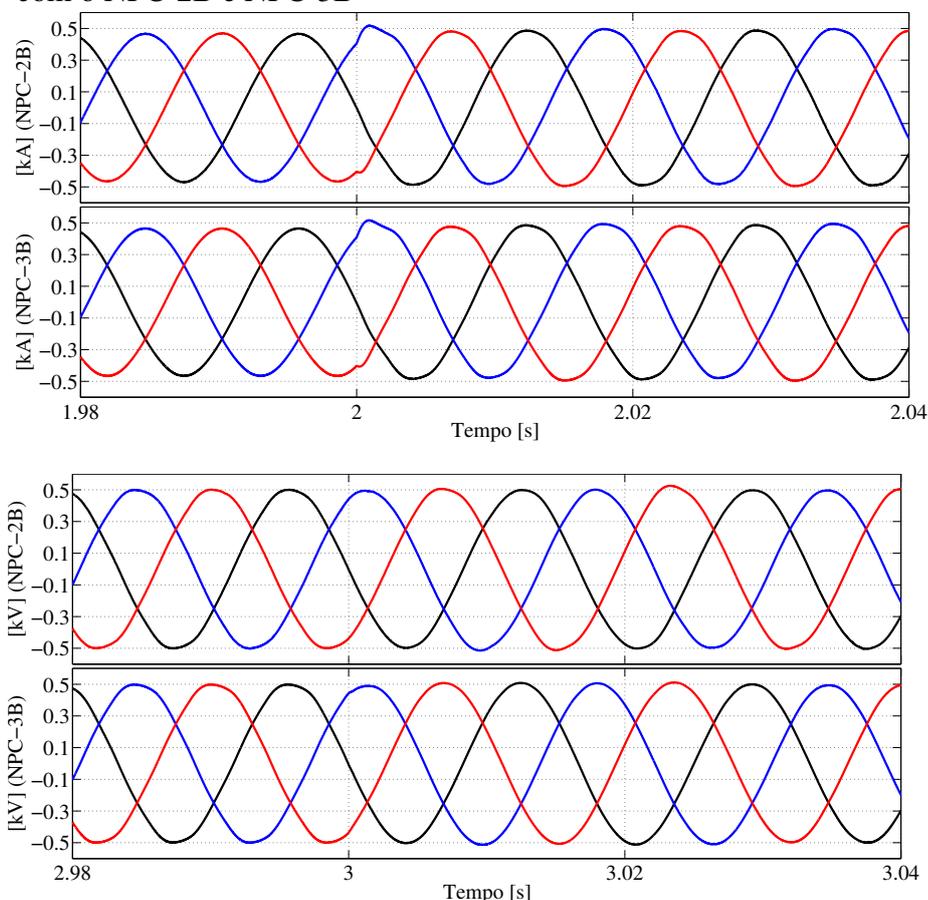


Fonte: elaborada pelo autor.

As tensões no estator em ambos os casos, com NPC-2B e NPC-3B, na Figura 62, são bastante próximas quanto a forma de onda. As tensões encontram-se balanceadas e sem distorções harmônicas consideráveis. O nível da tensão está acima dos 95% exigidos pela ONS, demonstrando que os conversores NPC de dois e três braços, sob a mesma estratégia de controle, não comprometem a qualidade da tensão nos terminais da carga e do estator.

As correntes nos enrolamentos do estator, Figura 63, possuem distorções harmônicas extremamente baixas para os conversores NPC-2B e NPC-3B, em torno de 0,75% de DHTi no intervalo de 3 s a 4 s. Para os períodos anteriores ao instante de 3 s, o uso do NPC-2B mostrou uma corrente no estator 0,2% menos distorcida do que com o NPC-3B. Para ambos os conversores, a DHT das correntes do estator não ultrapassaram 1,5% durante toda a simulação.

Figura 63 – Correntes nos enrolamentos do estator do DFIG durante os transitórios de carga (1,98 s a 2,04 s) e filtragem ativa (2,98 s a 3,04 s) com o NPC-2B e NPC-3B



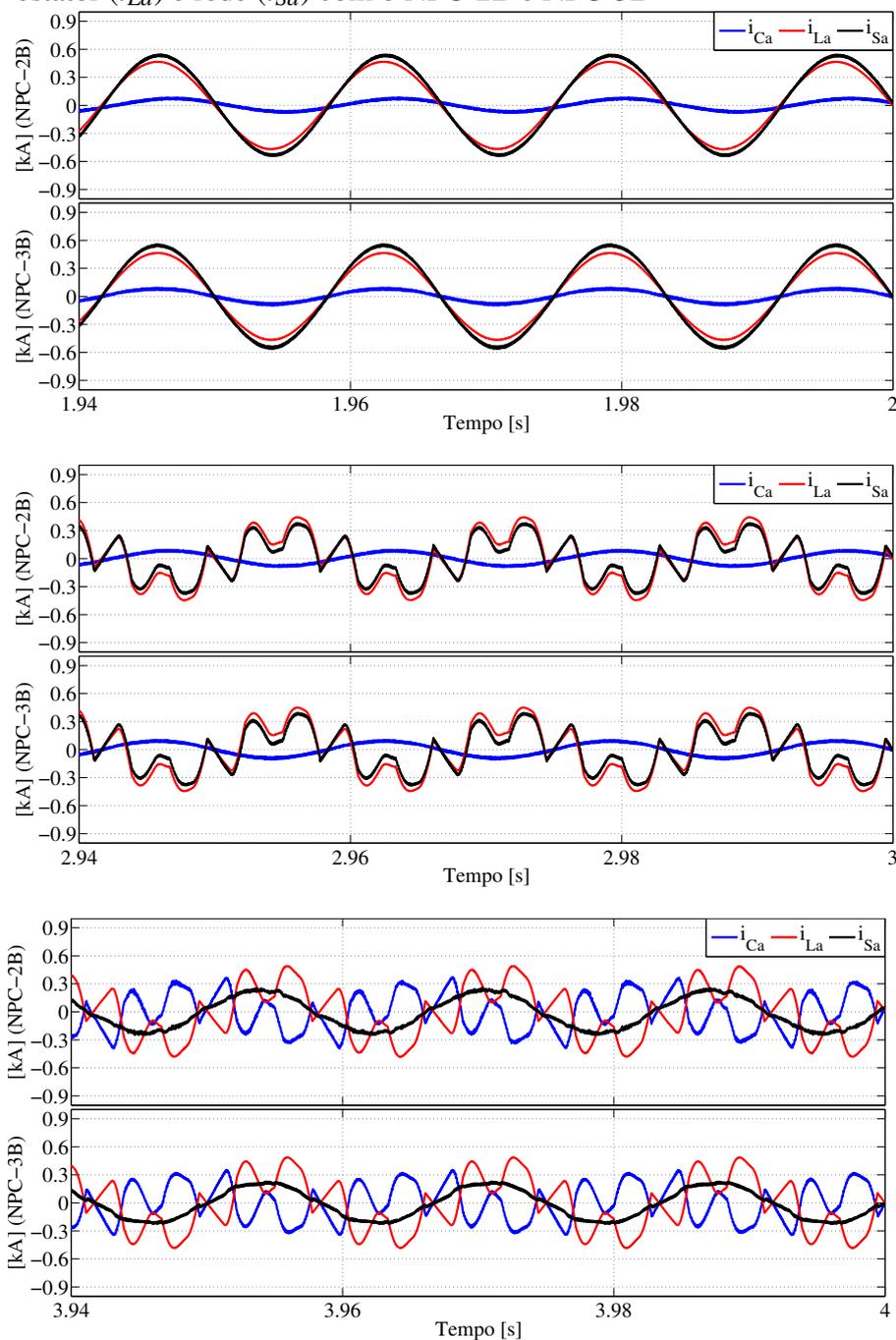
Fonte: elaborada pelo autor.

O baixo conteúdo harmônico nas tensões, Figura 62, e correntes do estator, tanto com NPC-2B quanto com NPC-3B, permitem verificar que a operação do aerogerador sem o transformador de acoplamento e com conversor multinível para o GSC, é uma proposta interessante quanto à redução de custos do sistema de aerogeração.

A Figura 64 mostra as correntes na fase a do GSC, (i_{Ca}), da carga mais estator (i_{La}) e da rede (i_{Sa}). E, como explanado anteriormente para os casos com o 2L-2B e 2L-3B, a Figura 65 mostra as mesmas correntes i_C , i_L e i_S para a fase c com o NPC-2B, uma vez que não há necessidade de mostrar as componentes bc para o NPC-3B e a componente b para o NPC-2B.

A corrente na fase a da rede, Figura 64, para ambos os conversores, apresentou uma grande melhora na forma de onda em relação a corrente da carga e estator (i_{La}), ficando mais próxima de uma senóide, entre os instantes de 3 s a 4 s. As correntes i_{Ca} , i_{La} e i_{Sa} , até o instante de 2 s, mostram um pouco de defasagem, no caso do NPC-2B. Isso se deve à fase c conectada diretamente ao ponto médio do barramento CC do NPC-2B. Esse resultado foi

Figura 64 – Correntes na fase a do conversor GSC (i_{Ca}), carga mais estator (i_{La}) e rede (i_{Sa}) com o NPC-2B e NPC-3B

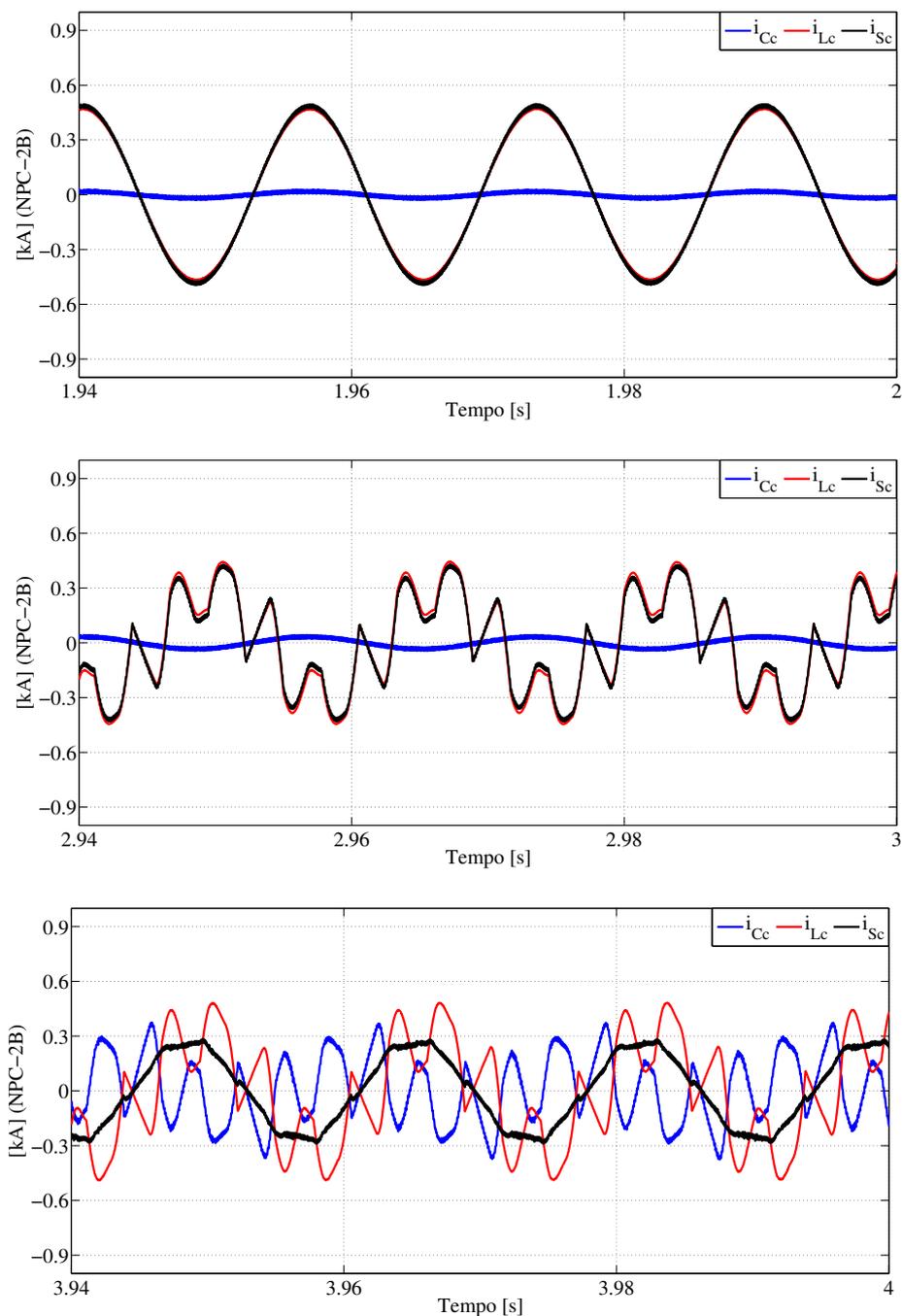


Fonte: elaborada pelo autor.

mantido, mesmo assim, devido ao fato de se manter as estratégias de controle entre o NPC-2B e NPC-3B mais próximas possíveis entre si, inclusive quanto aos ganhos dos compensadores que podem influenciar no tempo de resposta. A corrente i_{Cb} (não mostrada aqui), para o NPC-2B, apresentou comportamento contrário ao i_{Ca} , mostrando um certo avanço de fase. Mesmo com a defasagem, o NPC-2B conseguiu apresentar, visualmente, uma compensação dos harmônicos de corrente na fase a da rede tão eficiente quanto o NPC-3B. Percebe-se no intervalo de 2 s a 3 s,

que ambos os conversores reduzem a corrente i_{Sa} com as estratégias atuando apenas na regulação da tensão do elo CC. Nesse intervalo, 2 s a 3 s, o NPC-2B apresentou uma redução de i_{Sa} um pouco maior, assim como o 2L-2B.

Figura 65 – Correntes na fase c do conversor GSC (i_{Cc}), carga mais estator (i_{Lc}) e rede (i_{Sc}) com o NPC-2B



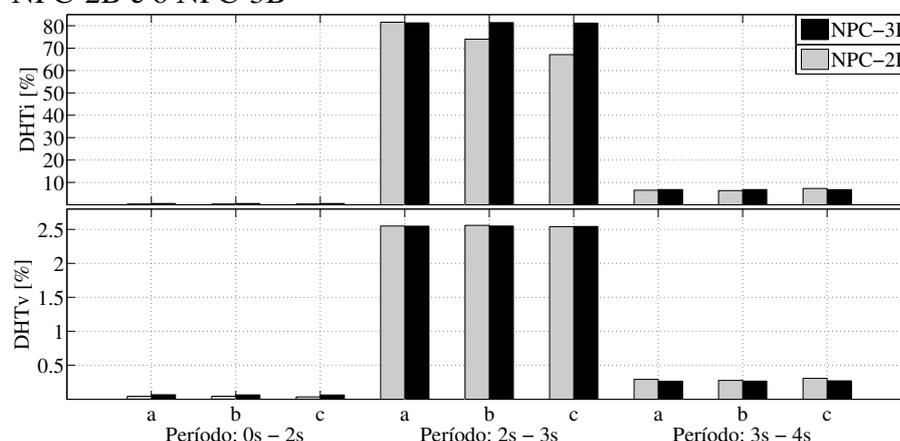
Fonte: elaborada pelo autor.

O atraso na corrente i_{Ca} , Figura 64, somado ao avanço de fase de i_{Cb} , para o NPC-2B, acabou resultando na forma de onda de i_{Cc} e, conseqüentemente, de i_{Sc} mostradas na Figura 65.

Nota-se que i_{Cc} , resultado da soma de i_{Ca} (atrasado) e i_{Cb} (adiantado), mostrou-se estar em fase com i_{Lc} (até o instante de 2 s) e i_{Sc} . Além disso, i_{Cc} mostrou valores de pico reduzidos pelo fato dos picos de i_{Ca} e i_{Cb} não se somarem no mesmo instante. Como resultado, após o instante de 3 s, a corrente compensada i_{Sc} mostra um certo achatamento nos picos da forma de onda. Mesmo com essa deformação, é visível a diferença entre i_{Lc} (carga não-linear mais estator) e i_{Sc} .

A fim de avaliar quão satisfatório foi a redução das distorções harmônicas dos conversores NPC-2B e NPC-3B, a Figura 66 mostra a DHTi e a DHTv nas fases da rede durante as etapas de simulação.

Figura 66 – Distorção harmônica total de corrente (DHTi) e tensão (DHTv) da rede nas fases *abc* durante as etapas de simulação, com o NPC-2B e o NPC-3B



Fonte: elaborada pelo autor.

Assim como nos conversores de dois níveis, as estruturas NPC apresentaram resultados próximos quanto as DHTis e DHTvs da rede. No caso do NPC-2B, as DHTis nas fases *bc* foram inferiores as DHTis com o NPC-3B no intervalo de 2 s e 3 s, sem a atuação da estratégia de compensação de harmônicos. Sendo 74,0% e 81,4% de DHTi na fase *b* para o NPC-2B e NPC-3B, respectivamente, e 67,1% e 81,2% de DHTi na fase *c* para o NPC-2B e NPC-3B, respectivamente.

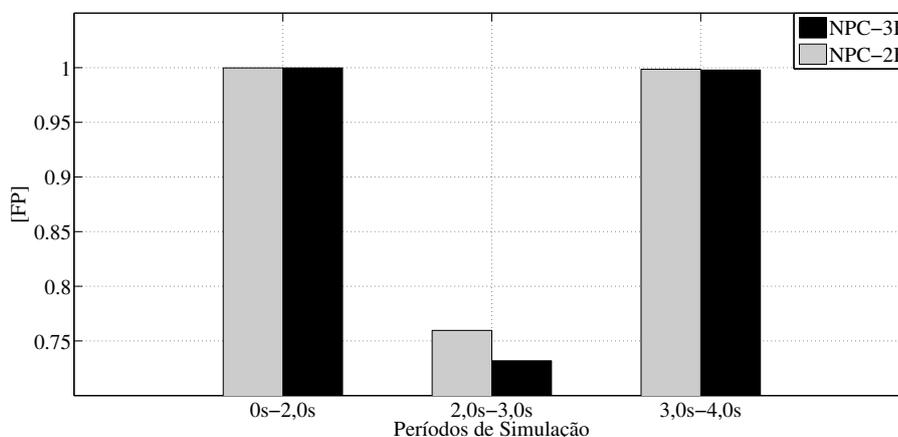
Com a atuação plena das estratégias de controle no NPC-2B e no NPC-3B, após o instante de 3 s, ambas DHTis e DHTvs ficaram próximas. Nas fases *a* e *b*, as DHTis foram 4,0% e 6,9%, respectivamente, maiores com NPC-3B em relação ao NPC-2B. Já na fase *c*, a DHTi foi 7,8% maior com NPC-2B em relação ao NPC-3B. Quanto a DHTv, ambos os conversores mostraram DHTvs inferiores a 0,35%. A maior diferença entre as DHTvs foi na fase *c*, sendo 0,30% de DHTv com o NPC-3B e 0,31% de DHTv com o NPC-2B.

Os resultados das distorções harmônicas de tensão e corrente da rede, Figura 66,

assim como nas estruturas de dois níveis, validam as estratégias de controle adotadas para o NPC-2B e NPC-3B como satisfatórias e de desempenhos semelhantes. Vale lembrar que as estratégias de controle adotadas para o NPC-2B e NPC-3B, Figuras 29 e 30, diferem na malha fechada de tensão (o NPC-2B se utiliza de comparações com tensões de linha enquanto o NPC-3B se utiliza de tensão de fase).

A Figura 67 mostra o fator de potência (FP) visto pela rede em relação ao sistema de aerogeração mais carga, com o NPC-2B e NPC-3B.

Figura 67 – Fator de potência FP visto pela rede do sistema de aerogeração mais carga durante as etapas de simulação, com o NPC-2B e o NPC-3B



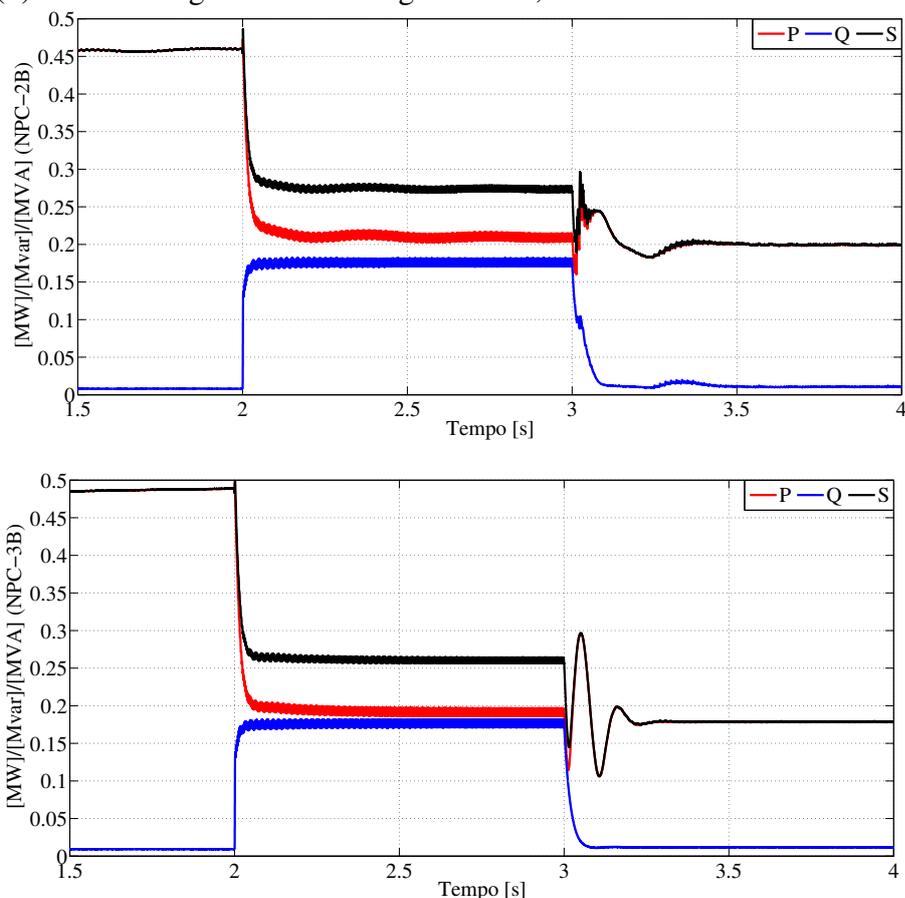
Fonte: elaborada pelo autor.

Até o instante de 2 s, tanto o NPC-2B quanto o NPC-3B, permitem um fator de potência praticamente unitário frente a rede. Após a inserção da carga sem a compensação de harmônicos e reativos (intervalo entre 2 s e 3 s), o NPC-2B permite uma certa compensação do fator de potência acima do obtido com o NPC-3B. E após a atuação plena do controle em ambas estruturas, pode-se notar uma sutil diferença entre os fatores de potência da rede obtidos com o NPC-2B e o NPC-3B. O NPC-2B apresenta um fator de potência levemente superior ao NPC-3B no último estágio da simulação.

A Figura 68 mostra o efeito dos conversores NPC-2B e NPC-3B sobre os níveis de potência ativa, reativa e aparente da rede.

A Figura 68 mostrou um resultado contrário ao obtido com os conversores de dois níveis. No caso das estruturas NPC, o NPC-3B conseguiu reduzir mais a potência ativa oscilante e, conseqüentemente, a potência aparente S da rede do que o NPC-2B. As potências ativa e aparente são próximas devido a compensação reativa proposta para os conversores NPC-2B e NPC-3B, e as potências aparentes diferem de 21,5 kVA, cerca de 5% da potência nominal

Figura 68 – Níveis dos fluxos de potência ativa (P), reativa (Q) e aparente (S) entre o aerogerador mais carga e a rede, com o NPC-2B e o NPC-3B



Fonte: elaborada pelo autor.

injetada pelo DFIG (415 kW).

3.4.1 Discussões e Análises dos Conversores NPC-2B e NPC-3B

A proximidade entre os resultados obtidos com NPC-2B e NPC-3B não diferem muito dos obtidos com as estruturas de dois níveis. Contudo, algumas tendências que apontavam vantagens e desvantagens entre as estruturas de dois braços em relação as de três braços, observadas entre o 2L-2B e o 2L-3B, não foram mantidas com o NPC-2B e o NPC-3B. Por exemplo, menores oscilações de torque elétrico e potências ativa e reativa injetadas pelo DFIG, melhores formas de onda das tensões no rotor, menores correntes consumidas pelos capacitores $C1$ e $C2$ e menores potências demandadas da rede, foram obtidos com o NPC-3B.

O NPC-2B apresentou um melhor fator de potência, no entanto, praticamente todos os resultados obtidos tanto com o NPC-2B quanto com o NPC-3B foram bastante próximos. Assim como nos conversores de dois níveis, o desempenho quanto a melhoria da qualidade de energia, sobre a compensação de harmônicos e reativos, foi satisfatória com ambos os

conversores.

Para efeito de comparação, após o instante de 3 s (atuação da estratégia de filtragem ativa), a oscilação de potência reativa com o NPC-3B foi de 0,040 pu enquanto com o NPC-2B foi de 0,080 pu. Para a potência ativa, as oscilações foram de 0,039 pu e 0,040 pu para o NPC-3B e NPC-2B, respectivamente.

Com base no Módulo 8 do PRODIST e os submódulos 2.8 e 3.6 da ONS (2011) e ONS (2010), os níveis de tensão, Figura 62, não ultrapassaram os limites de 105% e 95%, da tensão nominal de fase ($\sqrt{2} \cdot 690 / \sqrt{3}$), impostos pela ONS. A DHTv, Figura 66, ficou bem abaixo de 6%, definido pela ONS, com ambos os conversores. Após o instante de 3 s, a maior DHTv obtida pelos conversores foi na fase *c*, sendo de 0,31% com o NPC-2B e 0,27% com o NPC-3B. O fator de potência, Figura 67, para os períodos sem carga e de 3 s a 4 s, ficou praticamente unitário. Esse último resultado também foi verificado tanto com o NPC-2B quanto com o NPC-3B.

A DHTv ficou bem abaixo do menor percentual estabelecido pela IEEE Std 519, (IEEE-519, 2014) (3% para aplicações especiais), tanto com o NPC-2B quanto com o NPC-3B durante toda a simulação. A maior DHTv, no intervalo de 0 s a 2 s, foi de 0,07% na fase *a* com o NPC-3B. Nesse intervalo, as DHTvs com o NPC-2B foram menores do que com NPC-3B nas três fases, sendo a maior de 0,04% na fase *b*. E para o intervalo de 2 s a 3 s, no qual os conversores apenas regulavam a tensão no elo CC enquanto a carga não-linear se encontrava conectada, a maior DHTv foi na fase *b* de 2,56% com o NPC-2B. Já a menor DHTv, nesse mesmo intervalo de simulação, foi na fase *c* de 2,54% com o NPC-2B.

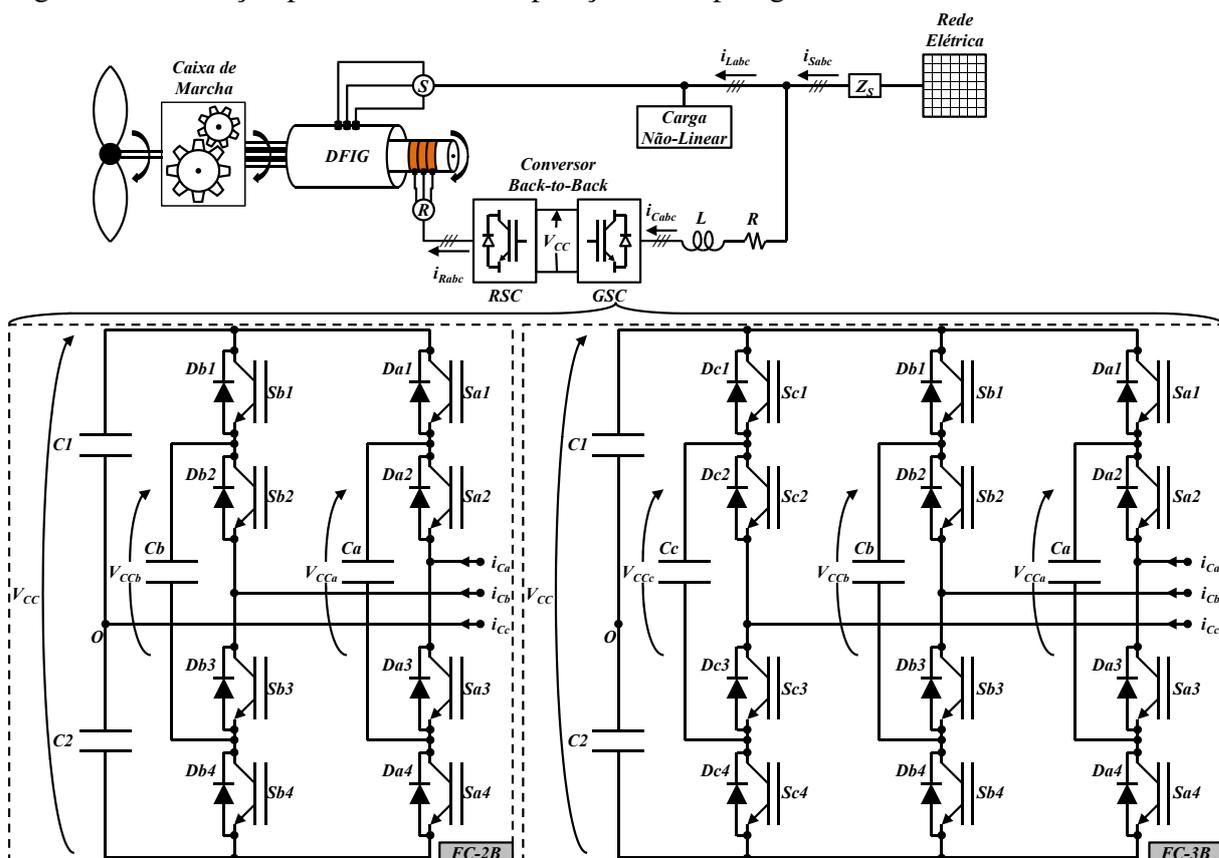
Repetindo a mesma abordagem sobre a distorção da demanda total de corrente (DDTi), feita para os conversores de dois níveis, percebeu-se que as estruturas NPCs apresentaram, também, DDTis senão iguais as suas respectivas DHTis, para cada fase. Os conversores NPCs apresentaram DDTis (ou DHTis) inferiores as obtidas com os conversores de dois níveis no período de 3 s a 4 s. Contudo, os níveis de DDTi nas fases ainda estão acima do limite máximo permitido pela IEEE Std 519 (no caso, 5%).

Em termos de DHTi, como indicadas na Figura 66, após o instante de 3 s, a menor DHTi ocorre na fase de *a* e é de 7,3% com o NPC-2B. Já com os conversores de dois níveis, a menor DHTi foi na fase *b* de 7,3% com o 2L-2B, também. E, assim como entre 2L-2B e 2L-3B, o NPC-2B apresentou duas fases, *a* e *b*, com DHTis inferiores ao NPC-3B, sendo a menor DHTi de 6,3% na fase *b*.

3.5 Comparação dos Conversores *Flying Capacitors* de dois braços (FC-2B) e Três Braços (FC-3B)

A Figura 69 ilustra o uso dos FC-2B e FC-3B como conversores do lado da rede (GSC). A largura da banda de histerese adotada na modulação dos conversores FC-2B e FC-3B é a mesma adotada para 2L-2B e 2L-3B.

Figura 69 – Situação problema com a exposição das topologias FC-2B e FC-3B

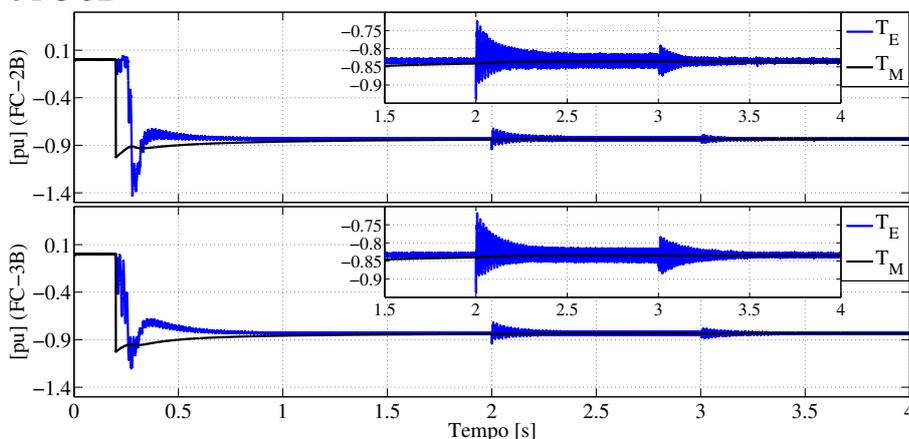


Fonte: elaborada pelo autor.

A Figura 70 mostra os torques elétrico e mecânico da máquina com o uso do FC-2B e do FC-3B.

As estruturas FC-2B e FC-3B apresentaram oscilações no torque elétrico bem inferiores aos obtidos com as estruturas de dois níveis e NPCs. Enquanto com as estruturas NPCs a menor oscilação de torque elétrico foi de 0,02 pu com o NPC-3B, para as topologias de capacitores flutuantes, as oscilações no torque elétrico entraram em regime com 0,015 pu de amplitude de oscilação, tanto com o FC-2B quanto com o FC-3B. Os resultados próximos obtidos na Figura 70, tanto com o FC-2B quanto com o FC-3B, demonstram que os controles equivalentes adotados para o FC-2B e FC-3B interferem de forma equivalente nos torques elétrico e mecânico

Figura 70 – Torque elétrico (T_E) e torque mecânico (T_M) com o FC-2B e FC-3B

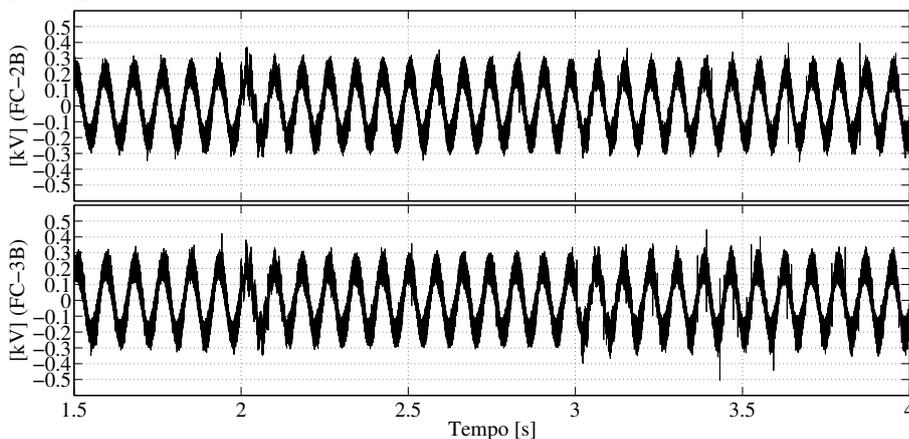


Fonte: elaborada pelo autor.

do DFIG.

As tensões no rotor também ficaram balanceadas, tanto com o FC-2B quanto com o FC-3B, por isto, apenas a tensão na fase *a* é ilustrada na Figura 71. O mesmo balanceamento foi comprovado para as correntes no rotor, logo, apenas a corrente na fase *a* do rotor é mostrada na Figura 72 para ambos os conversores, FC-2B e FC-3B.

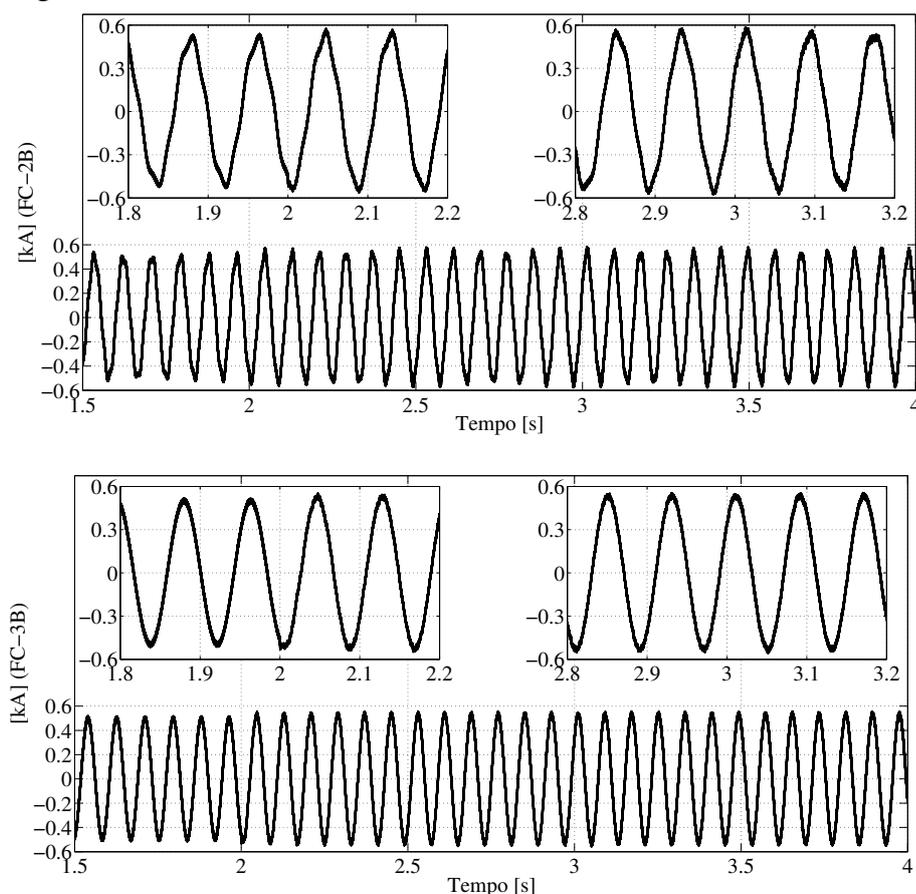
Figura 71 – Tensão de linha do rotor entre as fases *a* e *b* com o FC-2B e FC-3B



Fonte: elaborada pelo autor.

Assim como nas topologias anteriores, Figuras 43 e 57, as estruturas FC-2B e FC-3B permitem o sistema operar sem apresentar instabilidades durante e após os transitórios de conexão de carga (instante de 2 s) e filtragem ativa (instante de 3 s). No que diz respeito ao nível de distorção das tensões no rotor, desbalanceo e nível de tensão, não foi possível mensurar uma diferença apreciável entre as estruturas FC-2B e FC-3B.

A Figura 72 mostra novamente uma desvantagem das estruturas de dois braços em

Figura 72 – Corrente na fase *a* do rotor com o FC-2B e FC-3B

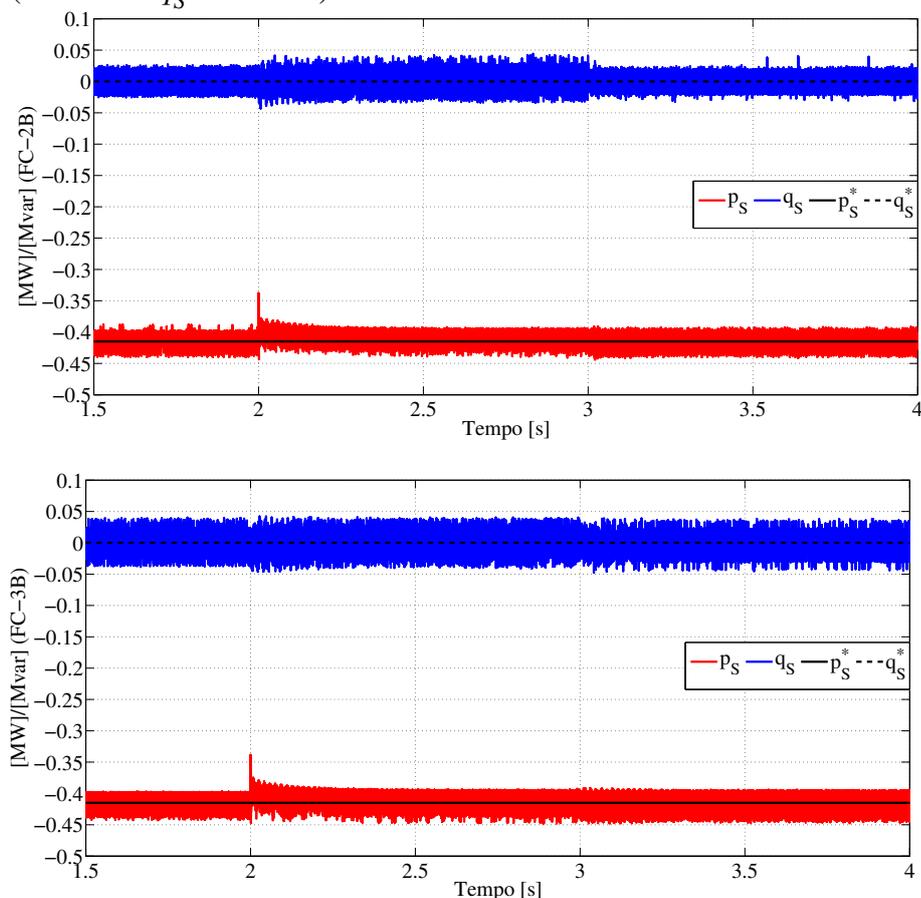
Fonte: elaborada pelo autor.

relação as correntes no rotor. Há a necessidade, neste caso, de uma ação das estratégias de controle do conversor *back-to-back*, que vise compensar os harmônicos de corrente no rotor, para as estruturas de dois braços. A distorção harmônica de corrente no rotor, para as estruturas de dois braços, mediante as estratégias de controle desenvolvidas neste trabalho, possuem a característica de serem aperiódicas.

A Figura 73 mostra as potências ativa e reativa injetadas pelo DFIG com as estruturas FC-2B e FC-3B.

Da Figura 73, observa-se que as oscilações de potência ativa e reativa, injetadas pelo DFIG, foram bem inferiores com o FC-2B. Após o instante de 3 s, a oscilação de potência reativa com o FC-3B foi de 0,08 pu e com o FC-2B foi de 0,04 pu. Já a potência ativa apresentou uma oscilação de 0,06 pu com o FC-3B e 0,05 pu com o FC-2B. Outro fato que pode ser observado na Figura 73 em relação às Figuras 45 e 59, é que o FC-2B apresentou oscilações de potência no DFIG inferiores ao obtido com os conversores 2L-2B, 2L-3B e NPC-2B, se equiparando ao NPC-3B. Esta constatação é interessante, porque, em termos de custos de componentes, os *flying capacitors* são mais onerosos. Com isso, o FC-2B se torna uma opção técnica viável, em termos

Figura 73 – Potências ativa p_S (referência $p_S^* = -415 \text{ kW}$) e reativa q_S (referência $q_S^* = 0 \text{ kVar}$) com o FC-2B e FC-3B



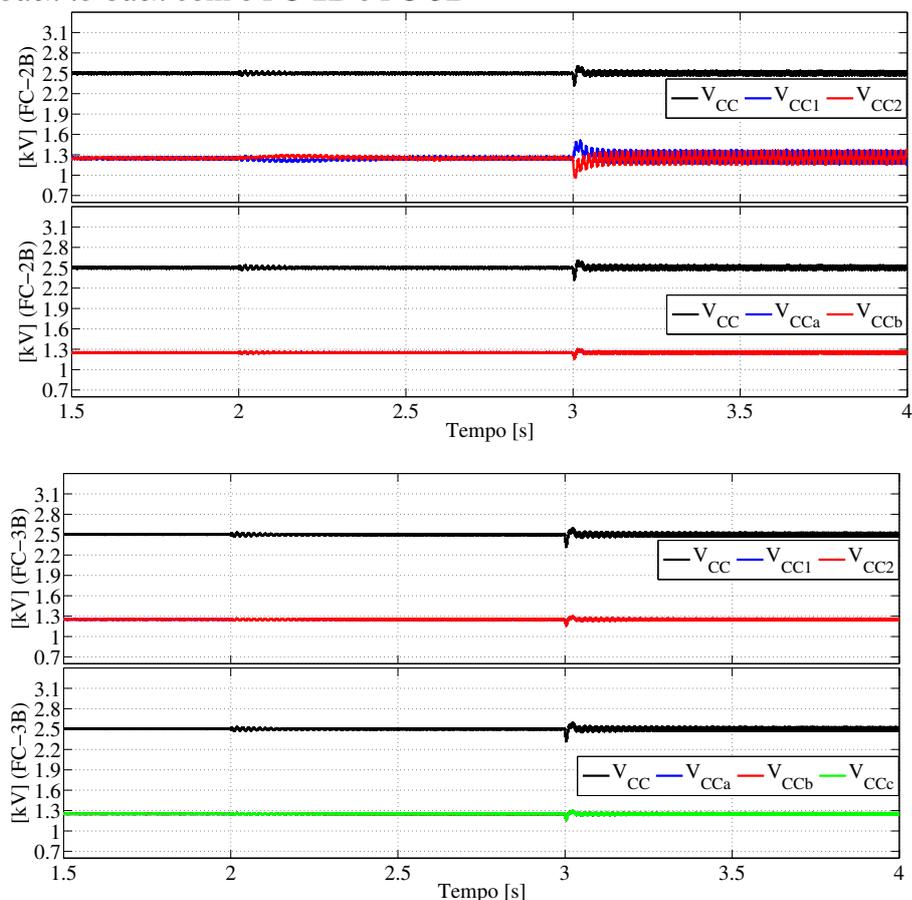
Fonte: elaborada pelo autor.

de investimentos em relação ao FC-3B, permitindo o DFIG entregar uma potência à rede elétrica contendo menos distorção tal como com o NPC-3B.

A Figura 74 mostra a regulação de tensão do elo CC e nos capacitores $C1$, $C2$, Ca , Cb e Cc (no caso do FC-3B). No caso dos *flying capacitors*, as tensões sobre cada capacitor devem ser mantidas em $1,25 \text{ kV}_{CC}$, enquanto a tensão total no elo CC deve ser mantida em $2,5 \text{ kV}_{CC}$.

O FC-2B apresentou na Figura 74 uma oscilação de 90 V na tensão total do elo CC, 230 V nos capacitores $C1$ e $C2$ e 40 V nos capacitores flutuantes Ca e Cb . O FC-3B apresentou oscilação na tensão total do elo CC de 70 V , nos capacitores $C1$ e $C2$ de 40 V e nos capacitores Ca , Cb e Cc de 40 V . Em todos os casos, a máxima tensão em regime, em ambos os conversores, sobre cada capacitor, foi de aproximadamente 50% de suas respectivas oscilações. Os conversores *flying capacitors* apresentaram a menor ondulação de tensão no elo CC dentre as estruturas apresentadas até aqui. Os tempos de acomodação com o FC-2B e FC-3B também foram os menores.

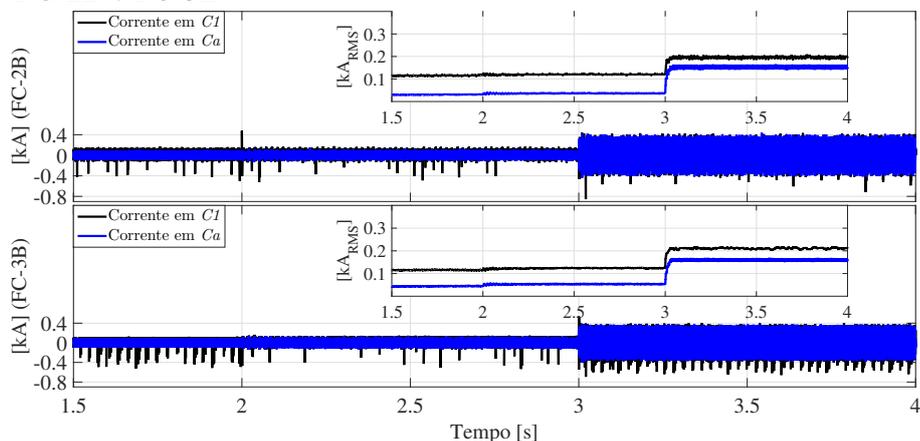
Figura 74 – Tensões V_{CC} , V_{CC1} , V_{CC2} , V_{CCa} , V_{CCb} e V_{CCc} do elo CC do *back-to-back* com o FC-2B e FC-3B



Fonte: elaborada pelo autor.

As correntes sintetizadas por cada capacitor, $C1$, $C2$, Ca , Cb e Cc (no caso do FC-3B), são ilustradas na Figura 75. Como a disposição dos capacitores nas estruturas *flying capacitors* de dois e três braços é simétrica, a corrente no capacitor $C1$ é similar a $C2$ e a corrente no capacitor Ca é similar a Cb e Cc .

Figura 75 – Corrente instantânea e RMS dos capacitores $C1$ e Ca com o FC-2B e FC-3B



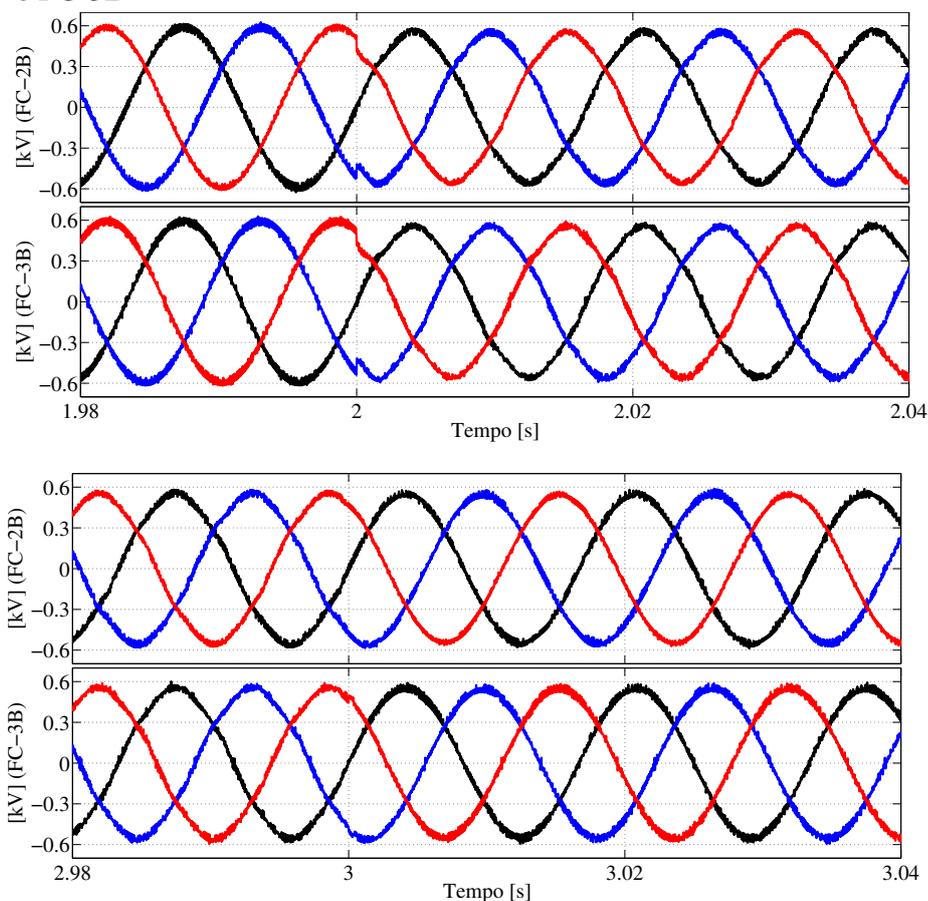
Fonte: elaborada pelo autor.

No intervalo de 0 s a 2 s, a corrente no capacitor C_a com o FC-2B foi de $30 A_{RMS}$ e $43 A_{RMS}$ com o FC-3B. Para o intervalo de 2 s a 3 s, a corrente no capacitor C_a com o FC-2B foi de $36 A_{RMS}$ e $54 A_{RMS}$ com o FC-3B. Por fim, após 3 s, a corrente no capacitor C_a com o FC-2B foi de $150 A_{RMS}$ e com o FC-3B foi de $160 A_{RMS}$.

Já as correntes nos capacitores $C1$ do FC-2B e FC-3B diferiram pouco, em torno de $115 A_{RMS}$ no intervalo de 0 s a 2 s. No intervalo de 2 s a 3 s, a corrente RMS no capacitor $C1$ do FC-2B foi de $120 A_{RMS}$ e $124 A_{RMS}$ com o FC-3B. Após o instante de 3 s, a corrente no capacitor $C1$ do FC-2B foi de $195 A_{RMS}$ e no capacitor $C1$ do FC-3B foi de $210 A_{RMS}$. Esses resultados mostram que, para uma mesma tensão sobre o elo CC, os capacitores do FC-2B sintetizam menos corrente que o FC-3B.

As tensões e correntes no estator do DFIG, durante as etapas de simulação, são ilustradas nas Figuras 76 e 77.

Figura 76 – Tensões de fase no estator do DFIG durante os transitórios de carga (1,98 s a 2,04 s) e filtragem ativa (2,98 s a 3,04 s) com o FC-2B e FC-3B

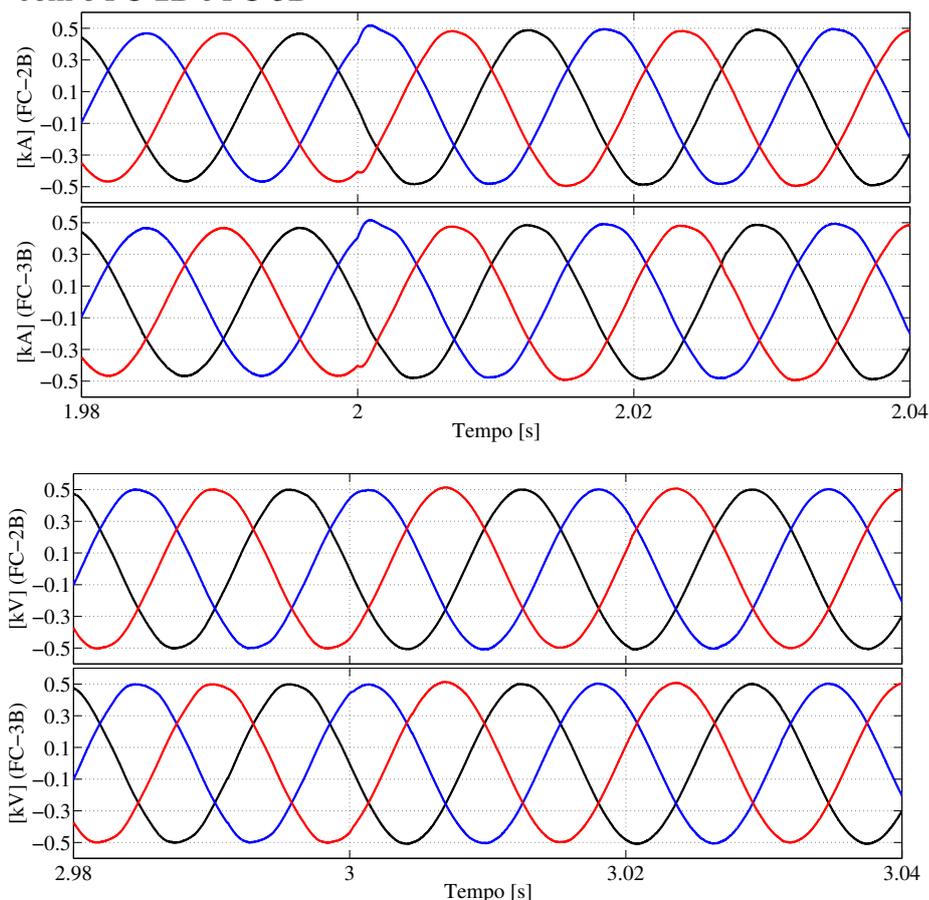


Fonte: elaborada pelo autor.

As tensões no estator, tanto com o FC-2B quanto com o FC-3B, apresentaram

formas de onda bem senoidais com poucas distorções, abaixo de 3% durante toda a simulação. Novamente, as estruturas de dois braços (nesse caso, FC-2B) demonstram não interferir na operação do DFIG, de maneira a prejudicar a qualidade da tensão fornecida às cargas conectadas nos terminais do estator.

Figura 77 – Correntes nos enrolamentos do estator do DFIG durante os transitórios de carga (1,98 s a 2,04 s) e filtragem ativa (2,98 s a 3,04 s) com o FC-2B e FC-3B



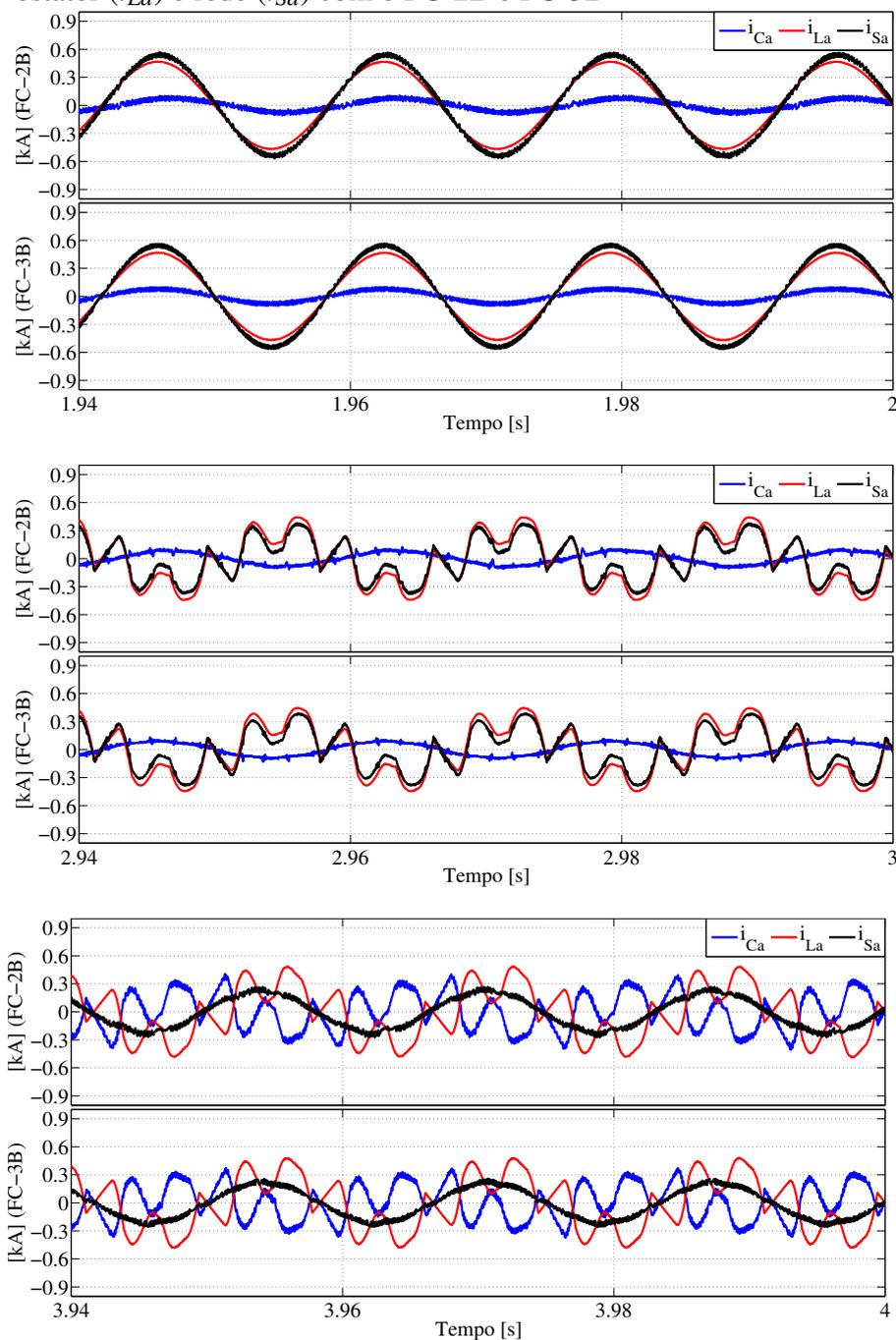
Fonte: elaborada pelo autor.

As correntes no estator do DFIG também não mostraram distorção apreciável, validando o uso da estrutura FC-2B em substituição ao FC-3B. A maior distorção de corrente ocorreu na fase *c* com o FC-2B, e foi de 2,1%.

A Figura 78 mostra as correntes na fase *a* da rede (i_{Sa}), carga mais estator (i_{La}) e do conversor GSC (i_{Ca}).

A Figura 78 mostra que as estruturas FC-2B e FC-3B conseguiram apresentar bom desempenho na filtragem de harmônicos, após o instante de 3 s. Praticamente, as formas de onda apresentadas pelas correntes na fase *a*, em todas as etapas de operação da simulação, para ambos os conversores ficaram próximas. Pode-se dizer que o FC-2B e o FC-3B tiveram um desempenho

Figura 78 – Correntes na fase a do conversor GSC (i_{Ca}), carga mais estator (i_{La}) e rede (i_{Sa}) com o FC-2B e FC-3B



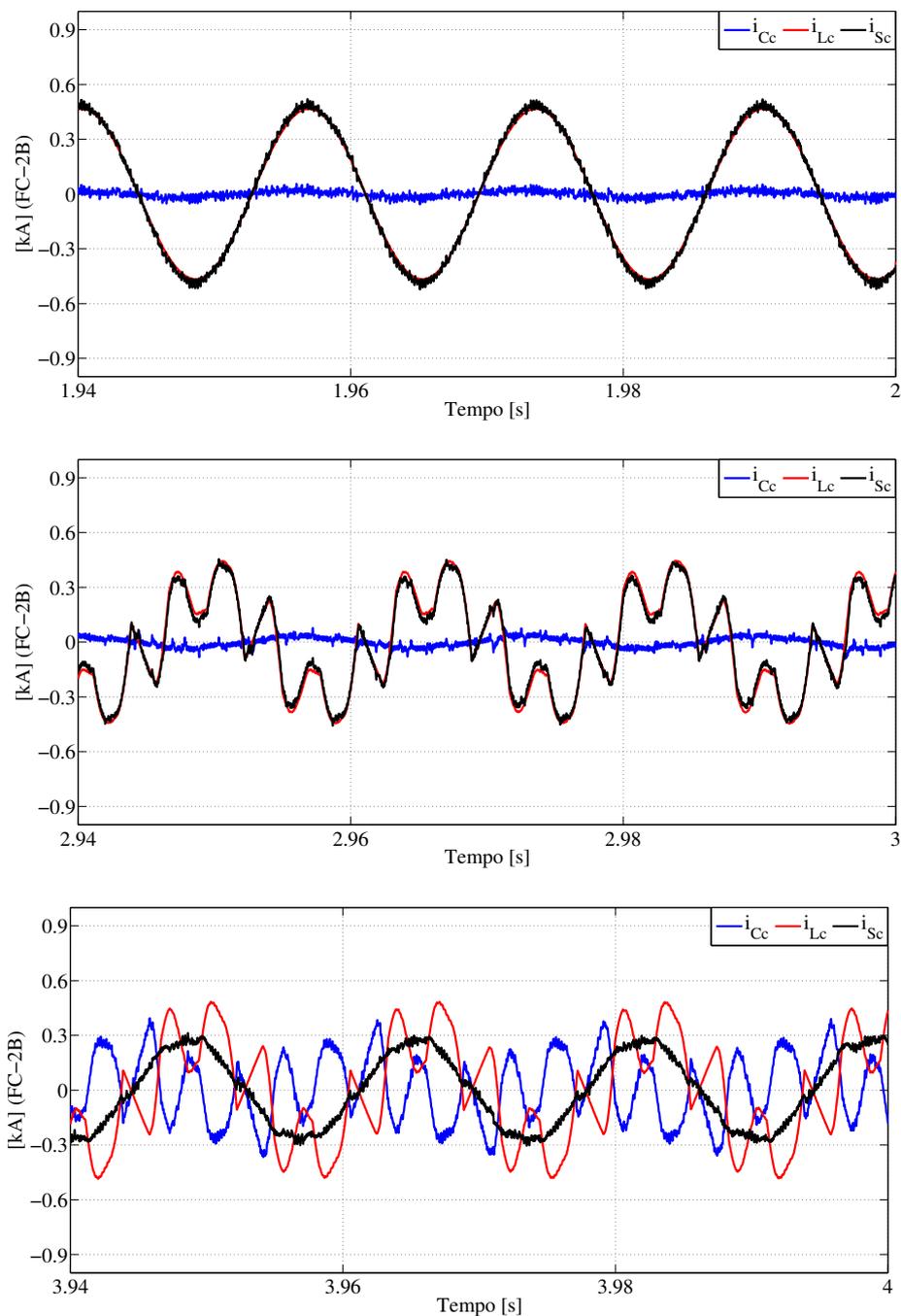
Fonte: elaborada pelo autor.

semelhante.

A Figura 79 mostra as mesmas correntes, i_S , i_L e i_C , agora para a fase c do conversor FC-2B.

Da Figura 79, observa-se que, ao contrário do NPC-2B, a forma de onda da corrente da rede na fase c aparenta ser menos deformada, no entanto, após o instante de 3 s, a DHTi com o FC-2B foi de 8,33%, enquanto com o NPC-2B foi de 7,3%. As correntes na fase a do

Figura 79 – Correntes na fase c do conversor GSC (i_{Cc}), carga mais estator (i_{Lc}) e rede (i_{Sc}) com o FC-2B

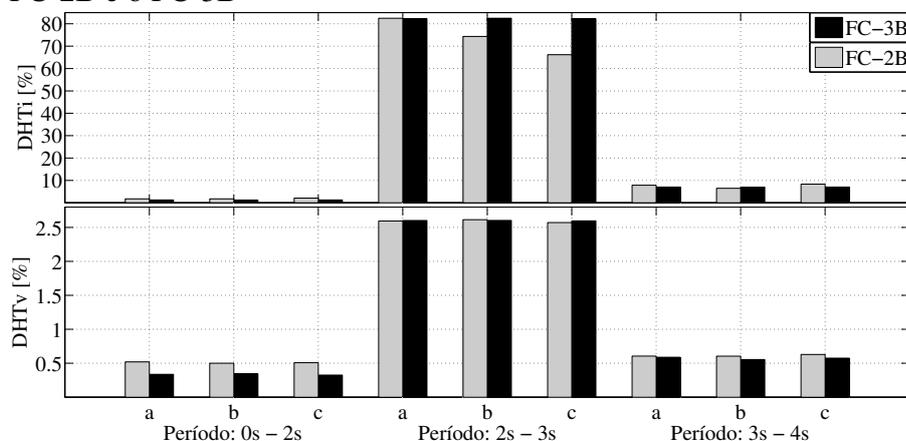


Fonte: elaborada pelo autor.

conversor, Figura 78, e fase b (levemente adiantada em relação a respectiva corrente do estator), ainda apresentam um comportamento semelhante ao apresentado pelo NPC-2B.

A Figura 80 mostra a quantificação das distorções harmônicas de corrente e tensão, DHTi e DHTv, para os conversores FC-2B e FC-3B. Essas distorções harmônicas totais de tensão são medidas no terminais do estator, já as distorções harmônicas totais de corrente são medidas na linha da rede.

Figura 80 – Distorção harmônica total de corrente (DHTi) e tensão (DHTv) da rede nas fases *abc* durante as etapas de simulação, com o FC-2B e o FC-3B

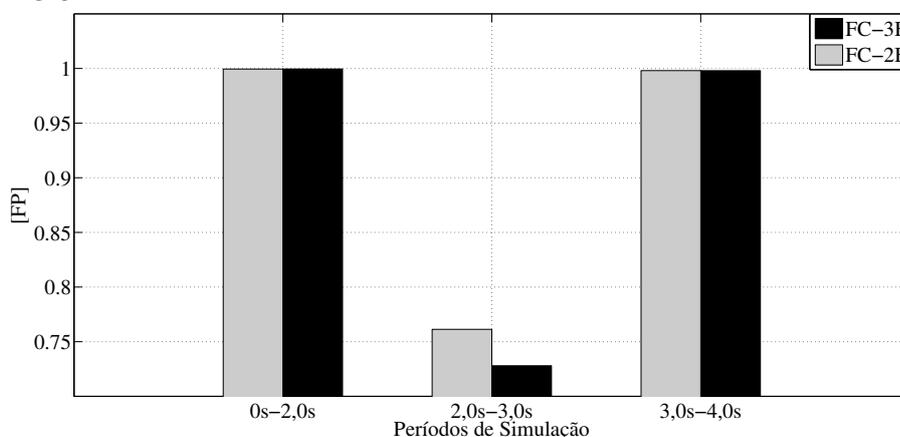


Fonte: elaborada pelo autor.

Assim como nas estruturas apresentadas até aqui, o FC-2B e o FC-3B apresentam, praticamente, o mesmo desempenho quanto as DHTis, Figura 80, da rede. O mesmo pode ser observado quanto as DHTvs. Aplicando o cálculo da distorção da demanda total de corrente (DDTi), equação (1.5), observou-se que o DDTi se aproxima da DHTi. Desta forma, assim como nas topologias analisadas anteriormente, a distorção harmônica nas correntes da rede com o uso dos *flying capacitors*, de dois e três braços, podem ser feitas com base nas DHTis apresentadas na Figura 80.

A Figura 81 mostra uma comparação entre os fatores de potência vistos pela rede com o uso do FC-2B e do FC-3B.

Figura 81 – Fator de potência FP visto pela rede do sistema de aerogeração mais carga durante as etapas de simulação, com o FC-2B e o FC-3B



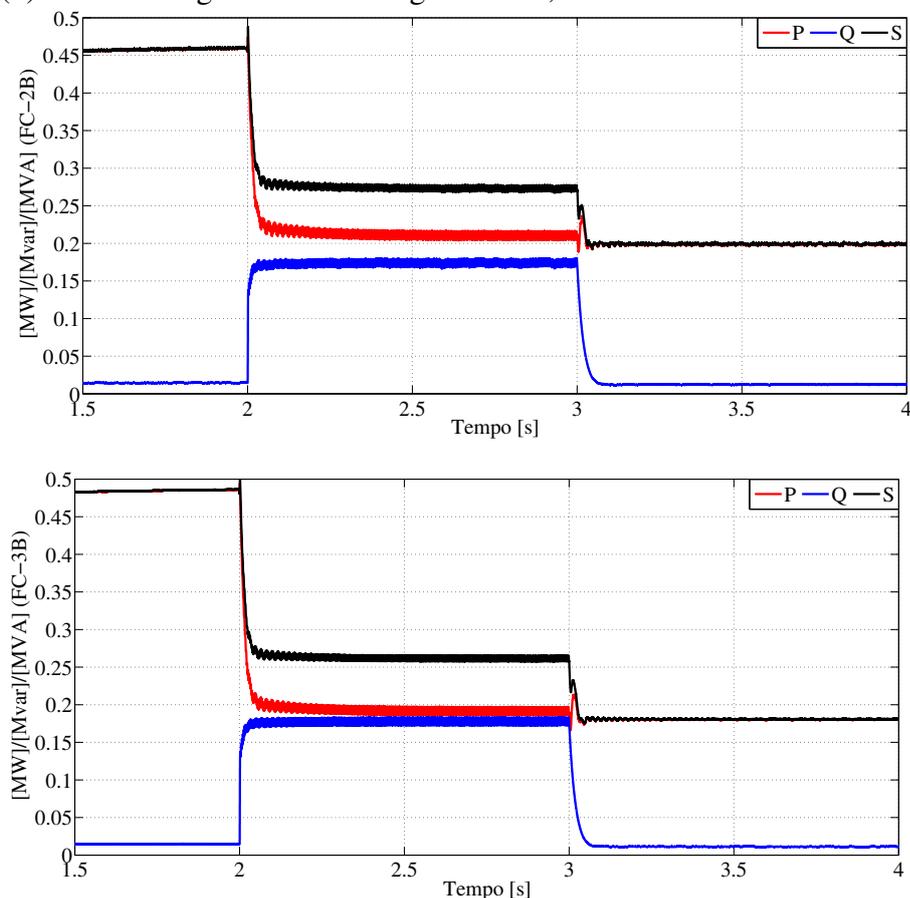
Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 81, percebe-se o mesmo comportamento apresentado pelas demais estru-

ras, quanto ao fator de potência da rede. Até o instante de 2 s e no intervalo de 3 s a 4 s, o fator de potência, apresentado pelo sistema aerogerador e carga à rede, manteve-se praticamente unitário com ambos os conversores. No intervalo de 2 s a 3 s, em que há apenas a ação de regulação de tensão no elo CC por parte do GSC, o FC-2B conseguiu apresentar maior fator de potência em relação ao FC-3B. Esse mesmo comportamento foi apresentado entre os conversores NPC-2B e NPC-3B.

A Figura 82 mostra a dinâmica dos níveis de potência ativa, reativa e aparente que fluem entre a rede e o sistema aerogerador mais carga.

Figura 82 – Níveis dos fluxos de potência ativa (P), reativa (Q) e aparente (S) entre o aerogerador mais carga e a rede, com o FC-2B e o FC-3B



Fonte: elaborada pelo autor.

O resultado apresentado pela Figura 82 é similar ao apresentado na Figura 68, com relação as topologias NPC. Como pode ser visto na Figura 82, até o instante de 2 s o FC-2B permite uma demanda menor de potência da rede quando não há carga conectada ao aerogerador. Nessa etapa, os conversores *flying capacitors*, operando como conversores do lado da rede (GSC), atuam apenas no sentido de fazer manutenção da tensão do elo CC do *back-to-back*. Todos os

conversores de dois braços, 2L-2B, NPC-2B e FC-2B, apresentaram menor demanda de potência trifásica da rede em relação as suas respectivas topologias de três braços, até o instante de 2 s.

No intervalo de 3 s a 4 s, todos os conversores de dois braços, 2L-2B, NPC-2B e FC-2B, apresentaram um fluxo maior de potência na rede, em torno de 20 kVA, em relação as respectivas estruturas de três braços. No período de 2 s a 3 s, apenas o 2L-2B apresentou uma demanda de potência da rede menor do que sua respectiva estrutura de três braços, 2L-3B.

No estágio de filtragem ativa, todas as estruturas de dois braços não conseguiram desempenhar a compensação da potência ativa oscilante com a mesma eficácia das estruturas de três braços. Contudo, deve ser levado em consideração o fato de que as estratégias de controle adotadas, ajustes dos ganhos dos compensadores e tipos de modulação, foram adotados com o intuito de comparar as estruturas de dois e três braços dentro de uma certa similaridade. Ou seja, existe a possibilidade de otimizar o desempenho para cada estrutura de dois braços analisada neste trabalho.

No caso do estágio de filtragem, a carga não-linear possui uma potência maior do que a potência injetada pelo estator do DFIG. Assim, uma parcela da potência demandada pela carga tende a vir da rede. No entanto, parte dessa parcela excedente é de potência oscilante, logo, uma filtragem ativa mais eficiente permitiria as estruturas de dois braços minimizarem a potência que flui para a rede.

No intervalo de 2 s a 3 s, estágio em que a carga não-linear é conectada e não há filtragem por parte do GSC (apenas regulação da tensão do elo CC), existe a parcela excedente de potência demandada pela carga que flui para a rede. Nesse mesmo intervalo, os conversores de três braços tenderiam a consumir mais potência por ter mais componentes, contudo, a dificuldade na regulação da tensão do elo CC faz com que as estruturas de dois braços consumam mais potência pelo fato de apresentarem uma maior oscilação de tensão sobre os capacitores $C1$ e $C2$ (em torno de 10 V a mais no caso do NPC-2B e 50 V para o FC-2B).

3.5.1 Discussões e Análises dos Conversores FC-2B e FC-3B

O FC-2B, assim como as outras estruturas de dois braços, não apresentou uma corrente senoidal no rotor, como o FC-3B. Além disso, embora a tensão total (V_{CC}) do elo CC tenha apresentado um nível de ondulação levemente superior com o FC-2B, a ondulação das tensões sobre cada capacitor do elo CC ($C1$ e $C2$) foi bem maior com FC-2B. A regulação da tensão no elo CC, tanto para o FC-2B como para o FC-3B, foi feita com os mesmos ganhos nos

compensadores aplicados aos controles dos conversores supracitados.

Percebe-se que o FC-2B, assim como as outras estruturas de dois braços, precisa de uma ação das estratégias de controle, contempladas no *back-to-back* (seja no RSC e/ou GSC), que vise a compensação harmônica das correntes no rotor. Para aplicações que requeiram o uso do barramento dividido do elo CC do *back-to-back*, também haverá uma outra preocupação quanto aos níveis de ondulação nos capacitores $C1$ e $C2$.

Embora, não tenham sido ilustradas as formas de onda das tensões de bloqueio das chaves do FC-2B e FC-3B, pode-se perceber da Figura 19, que ilustra as etapas de operação possíveis para o *flying capacitor*, que as tensões de bloqueio nas chaves do FC-2B ficam limitadas ao máximo na forma de onda das tensões nos capacitores flutuantes, C_a e C_b . Sendo assim, pela Figura 74, conclui-se que a tensão de bloqueio das chaves no FC-2B não difere muito das chaves do FC-3B, pois as ondulações nos capacitores flutuantes do FC-2B são tão pequenas quanto no FC-3B.

Quanto ao torque elétrico e as tensões e correntes no estator, verificou-se que o uso do FC-2B e FC-3B não difere quanto ao nível de oscilação e distorção presentes nestas grandezas elétricas. Contudo, uma menor ondulação das potências ativa, p_s , e reativa q_s , entregues pelo estator do DFIG, foi obtida com o uso do FC-2B. Isso permite afirmar que a qualidade de potência entregue pelo aerogerador baseado em DFIG ficou sensivelmente melhor com o uso do FC-2B.

De uma maneira geral, ambas estruturas, FC-2B e FC-3B, apresentaram boas *performances* quanto às compensações de harmônicos e reativos. No que diz respeito ao nível de tensão entre 105% e 95% da nominal (690 V de linha), fator de potência praticamente unitário (bem superior a 0,95) e DHTv abaixo de 3%, conforme a ONS em ONS (2011) e ONS (2010) e IEEE Std 519 em IEEE-519 (2014). Ambas estruturas permitiram ao sistema de geração distribuída proposto neste trabalho (aerogerador mais carga fortemente não-linear e de alta potência) atenderem as normas vigentes, nacionais e internacionais. Quanto ao fator de potência, em especial, o FC-2B conseguiu mantê-lo bem acima do fator de potência mantido pelo FC-3B.

No entanto, apesar da enorme redução da DHTi (aproximadamente igual a DDTi), Figura 80, nas fases da rede, não foi possível reduzir para abaixo do limite (5%) exigido pela IEEE Std 519 (IEEE-519, 2014). Tanto FC-2B quanto o FC-3B apresentaram DHTis entre 5% e 10% após a aplicação da estratégia de controle plena (regulação do elo CC, e compensação de harmônicos e reativos). Antes da atuação desses conversores como filtros ativos, as DHTis

nas fases da rede estavam acima de 60%. Atuando apenas como reguladores de tensão do elo CC, no período entre 2 s e 3 s, o FC-2B conseguiu apresentar a DHTi nas fases *b* e *c* (sendo esta diretamente conectada no ponto médio do elo CC) inferior ao obtido com o FC-3B.

Por fim, o balanço de potências ativa, reativa e aparente demandados da rede, mostrados na Figura 82, evidenciou que o FC-3B permitiu ao sistema, aerogerador e carga, demandar menos potência, em torno de 20 kVA, do que com o FC-2B. Ou seja, 5% da potência injetada pelo aerogerador difere o uso dos conversores FC-2B e FC-3B, como conversores do lado da rede (GSC), quanto à solicitação de potência da rede.

3.6 Conclusão

Neste capítulo foram expostos os resultados de simulação em caráter comparativo entre estruturas de dois e três braços das respectivas topologias de dois níveis (2L-2B e 2L-3B), NPC (NPC-2B e NPC-3B) e *flying capacitor* (FC-2B e FC-3B). Observou-se que, mantendo os mesmos ganhos dos compensadores PI, ganhos proporcionais de compensação, largura de banda de histerese (caso das topologias de dois níveis e *flying capacitor*), mesmas portadoras triangulares (caso dos NPCs), estratégia de compensação de harmônicos e reativos e a mesma estratégia de regulação do elo CC, as estruturas de dois e três braços apresentaram desempenhos bastante similares com leves diferenças entre os resultados.

Quanto às correntes sintetizadas pelos capacitores, apenas o NPC-2B apresentou um consumo de 25 A_{RMS} a mais do que sua respectiva estrutura de três braços, NPC-3B. Já o 2L-2B e o FC-2B apresentaram um consumo de corrente levemente inferior as suas respectivas estruturas de três braços.

Observou-se que em todas as estruturas de dois braços, a ondulação de tensão sobre os capacitores do elo CC (*C1* e *C2*) foi visivelmente superior às estruturas de três braços. Também foi observado que as correntes no rotor apresentaram distorções harmônicas durante todas as etapas de simulação. Contudo, as ondulações de tensão sobre os capacitores ficou em torno de 16% e a ondulação total do elo CC não ultrapassou 5%. Além disso, o fato das correntes no rotor se manterem distorcidas durante toda a simulação, não comprometeu outros fatores, que dizem respeito a qualidade de energia do ponto de vista do DFIG, carga e rede elétrica.

As correntes e tensões, nos terminais do estator, não foram comprometidas em nível, frequência, ângulo de fase e distorção harmônica com as estruturas de dois braços. Ou seja, com exceção do NPC-2B (que apresentou oscilações de potência ativa e reativa, injetadas pelo DFIG,

consideráveis em torno das respectivas referências), todas as estruturas de dois braços foram tão ou mais eficientes, em alguns aspectos, do que suas respectivas estruturas de três braços.

Em termos de ondulação de torque elétrico, as topologias de dois níveis e *flying capacitor* apresentaram oscilações levemente inferiores com as estruturas de dois braços. As distorções em alta frequência das tensões no rotor foram um pouco menores com o 2L-2B, em relação ao 2L-3B; um pouco maiores com NPC-2B, em relação ao NPC-3B; e bem menores com o FC-2B, em relação ao FC-3B. As oscilações das potências ativa e reativa, injetadas pelo DFIG, foram menores com o 2L-2B e o FC-2B em relação às estruturas 2L-3B e FC-3B, respectivamente.

Quanto às compensações de harmônicos de tensão, no ponto de conexão comum do aerogerador e carga (PCC), e correntes da rede, as estruturas de dois braços foram tão eficientes quanto as respectivas estruturas de três braços. Em alguns casos, para as estruturas de dois braços, as DHTis e DHTvs foram menores em algumas fases ou em todas. Com relação às normas regulamentadoras dos níveis de tensão e distorção de tensão, todos os conversores possibilitaram o sistema, aerogerador mais carga, atender tais normas durante todas as etapas de simulação. Quanto aos níveis de distorção harmônica de corrente nas fases da rede, todos os conversores atenderam os limites impostos pela IEEE Std 519 (IEEE-519, 2014) até o instante de inserção da carga não-linear. Após a inserção da carga e atuação plena da estratégia de controle dos conversores, houve uma nítida redução (maior que 50%) quando o controle dos conversores passou a compensar os harmônicos e reativos, embora as DHTis, bem como os respectivos DDTis, em todos os casos, tenham ficado entre 5% e 10% nas três fases.

Por fim, foi verificado que todos os conversores conseguem atingir fatores de potência, aproximadamente, unitários do ponto de vista da rede, quando os mesmos passam a atuar como filtros ativos. Esses fatores de potência refletem em uma redução nas potências demandadas da rede. Assim, neste capítulo, foi verificada a similaridade de *performance* entre os conversores de dois braços e três braços, demonstrando que as estruturas de dois braços são tão viáveis aos aerogeradores do tipo III quanto as estruturas de três braços.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 Introdução

É apresentado neste capítulo o experimento proposto para avaliar a operação do conversor do lado da rede (GSC) com a topologia de dois níveis e dois braços (2L-2B), frente a respectiva topologia convencional de três braços (2L-3B), em um aerogerador do tipo III. E, acrescido a isso, consiste na finalidade deste capítulo mostrar e analisar os resultados experimentais obtidos durante a operação do DFIG para ambas as topologias, 2L-2B e 2L-3B, bem como resumir os pontos positivos e negativos entre as topologias abordadas. A seguir, são apresentados os detalhes construtivos e de configuração dos ensaios experimentais da bancada experimental. Alguns resultados experimentais, obtidos durante a operação do DFIG com GSC de topologia 2L-2B e, posteriormente, com GSC de topologia 2L-3B, são apresentados e discutidos. Por fim, um resumo dos prós e contras do uso do 2L-2B, como GSC, em substituição ao 2L-3B é apresentado.

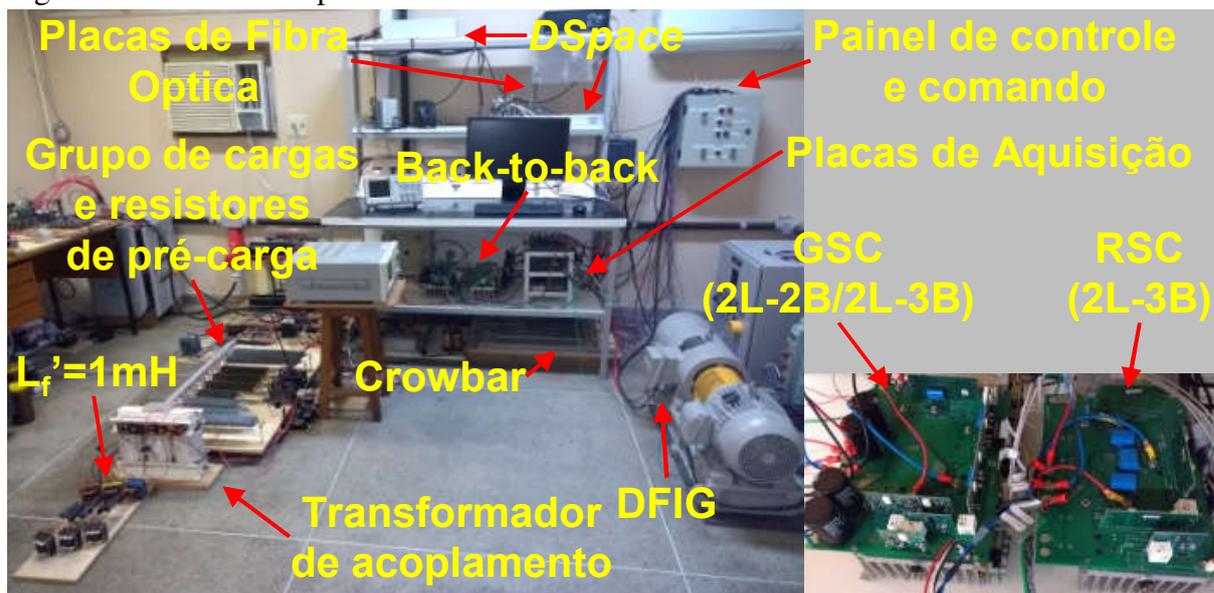
4.2 Bancada Experimental

A Figura 83 mostra uma foto da bancada experimental utilizada para a realização dos ensaios do experimento proposto. O sistema da bancada é alimentado por duas tomadas industriais trifásicas com disponibilidade de neutro e terra. Uma tomada alimenta os dispositivos periféricos de controle, medição, seccionamento, proteção e fontes chaveadas para alimentação auxiliar, e a outra tomada é dedicada para a energização do sistema de potência do experimento.

As placas de fibra óptica, conectadas aos canais I/O e SVPWM da plataforma *DS1103 PPC Controller Board (DSpace)*, são responsáveis por conduzir os sinais de disparo das chaves dos conversores a partir do *DSpace*. Os canais de SVPWM dedicados são responsáveis pelo disparo das chaves do RSC. Já os canais I/O comandam os disparos das chaves do GSC. Por fim, os canais I/O recebem os sinais $GSa1/GSa2$, $GSb1/GSb2$ e $GSc1/GSc2$ provenientes do módulo de histerese do controle do GSC implementado no *DSpace*, Figura 39.

As placas de aquisição consistem em canais de condicionamento de sinal com transdutores de tensão e corrente. Os sinais monitorados pelas placas de aquisição são: as tensões na rede (no ponto de conexão comum, PCC), nos terminais do estator e elo CC; as correntes na rede, nos terminais do GSC e RSC, no estator e rotor do DFIG. As placas de aquisição,

Figura 83 – Bancada experimental



Fonte: adaptada de Morais *et al.* (2019).

bem como os *drivers* e fontes auxiliares, presentes nos conversores, são alimentados por fontes chaveadas. Os sinais capturados e condicionados pelas placas de aquisição são enviados aos canais ADC do *DSpace* através de cabos coaxiais.

A proteção da bancada é composta por inúmeros dispositivos e sistemas dedicados à mitigação de surtos de tensão e corrente e sobrecorrente. Os dispositivos vão desde disjuntores e relés térmicos à placa eletrônica comandada pelo próprio *DSpace*. Os sistemas mais elaborados consistem em *crowbars/chopper* implementados nos terminais do rotor e no elo CC. Estes últimos entram em operação suprimindo os níveis de tensão no rotor e elo CC. A bancada dispõe destes sistemas de portação, bem como os de seccionamento, em configurações de intertravamento e redundância. Todos esses sistemas podem ser habilitados ou não, através do painel de controle e comando.

O DFIG é acionado por motor de indução trifásico (MIT) de 4 pólos, operando como máquina primária. O MIT, por sua vez, é acionado por um inversor de frequência conectado à tomada industrial que alimenta os dispositivos periféricos da bancada.

Os conversores em configuração *back-to-back* são ambos de topologia 2L-3B. No caso do GSC, quando a topologia 2L-2B está sob análise, a fase *c* da rede é desconectada do terceiro braço e reconectada ao ponto médio do elo CC, entre os capacitores *C1* e *C2*. Além disso, os sinais de disparo *GSc1/GSc2*, provenientes do *DSpace*, são desabilitados via *software*.

Os resistores de pré-carga são utilizados para limitar as correntes processadas pelo GSC, no momento de sua conexão e partida junto à rede elétrica. Esses resistores, em caráter

de redundância, dão segurança ao sistema em caso de falha do GSC ou do controle empregado ao mesmo. Assim, a integridade das chaves do conversor e dos capacitores do barramento são preservados. Com os resistores de pré-carga, é possível conectar o GSC à rede com ou sem o estado de comutação das chaves ativado. Na mesma placa de fixação dos resistores de pré-carga são posicionados os resistores e pontes de diodos para a composição do grupo de cargas (podendo assumir caráter linear e/ou não-linear). Os grupos de carga, bem como o transformador de acoplamento, são melhor especificados na Tabela 6.

O uso do transformador de acoplamento se fez necessário para contornar as limitações relativas às especificações das chaves e capacitores, empregados na construção do GSC. Uma das desvantagens da topologia 2L-2B, apontada anteriormente, é a operação com o nível da tensão do barramento CC, no mínimo, duas vezes maior do que o valor de pico da tensão de linha em seus terminais de entrada. Tal limitação não ocorre com a topologia 2L-3B. No entanto, para fazer uma comparação de desempenho entre as topologias com a mesma impedância de entrada, o transformador de acoplamento foi mantido tanto nos ensaios com a topologia 2L-2B quanto com a topologia 2L-3B.

Tabela 6 – Parâmetros da bancada experimental

DFIG (8 kVA/4 pólos)	
Modo de Operação/Esco regamento	Subsíncrono/20%
Referências de Potência do Estator	$P_s^* = 1.5 \text{ kW}/Q_s^* = 0 \text{ kVAr}$
Conversor <i>Back-to-Back</i> (4.5 kVA)	
IGBT	IRG4PF50WD
C1 e C2	680 $\mu\text{F}/400 \text{ V}$
Frequência de Chaveamento do RSC	10 kHz
v_{CC}^*	550 V_{CC} (2L-2B)/275 V_{CC} (2L-3B)
Impedância de Entrada do GSC (Z)	
Transformador de Acoplamento	5 kVA/2,22%/Y-Y(380 V-190 V)
L'_f	1 mH (220 V)
Grupo de Cargas Linear e Não-linear	
Carga Linear (3 Resistores)	0,75 kW (220 V)/1,0 kW (220 V)/1,5 kW (220 V)
Carga Não-linear (Retificador 3- ϕ)	3,7 kW (380 V)

Fonte: adaptada de Morais *et al.* (2019).

4.3 Comparação dos Desempenhos de Operação dos Conversores de Dois Níveis de Dois Braços (2L-2B) e Três Braços (2L-3B): Resultados Experimentais

Nesta seção são mostrados os resultados experimentais obtidos durante os ensaios da bancada. Em todos os casos analisados, a topologia do RSC (2L-3B) foi mantida a mesma, bem como a sua estratégia de controle, ilustrada na Figura 36. Para o GSC, as estratégias para o condicionamento de potência, Figura 37, e regulação do elo CC, Figura 38, foram aplicadas utilizando a estratégia de modulação apresentada na Figura 39. No caso do GSC com a topologia 2L-2B, os sinais $GSc1/GSc2$, Figura 39, são desabilitados.

Os ensaios experimentais foram realizados sob as condições de bancada detalhadas na Tabela 6. Sob tais condições, o grupo de cargas lineares e não-lineares é conectado à rede elétrica juntamente com o sistema do DFIG em operação. Neste momento, a constante de compensação k_{abc} é mantida em zero. Ou seja, as componentes de referência (i_{Sa}^* , i_{Sb}^* e i_{Sc}^*) para filtragem harmônica e compensação reativa são bloqueadas, Figura 39. Assim, o GSC realiza apenas a regulação da tensão do elo CC. Em um segundo momento, a constante de compensação k_{abc} é alterada para um valor constante igual a 4. Nesse instante, o GSC passa a prover os serviços auxiliares de condicionamento de potência. Durante todo esse processo, o RSC mantém as potências ativa e reativa, do DFIG, ajustadas para os valores referência de $P_S^* = -1,5 \text{ kW}$ e $Q_S^* = 0,0 \text{ kVAR}$.

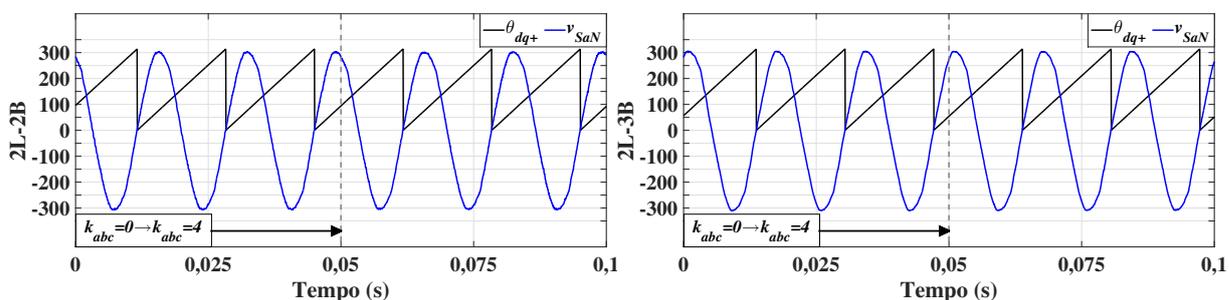
A Figura 84 mostra o comportamento do ângulo de fase da rede elétrica (θ_{dq+}), rastreado pelo sistema de sincronização apresentado na Figura 35, em comparação com a tensão da rede na fase a . Pode-se notar que o sistema de sincronização se manteve estável durante a dinâmica da constante de compensação, $k_{abc} = 0 \rightarrow k_{abc} = 4$, para ambas as topologias, 2L-2B e 2L-3B. Para avaliar a operação do RSC, quando o GSC opera, ora com a topologia 2L-2B ora com a topologia 2L-3B, as correntes no rotor são mostradas na Figura 85.

Na Figura 85, também é possível observar que as correntes do rotor se encontram equilibradas. Do ponto de vista das correntes do rotor, o uso da topologia 2L-2B, como GSC, não influenciou no desempenho de operação do RSC.

A Figura 86 mostra as correntes sintetizadas pelo GSC com ambas as topologias de análise. Devido ao uso do transformador de acoplamento, que possui uma relação de transformação de 1:2, as correntes no GSC, mostradas na Figura 86, são referidas ao primário do transformador.

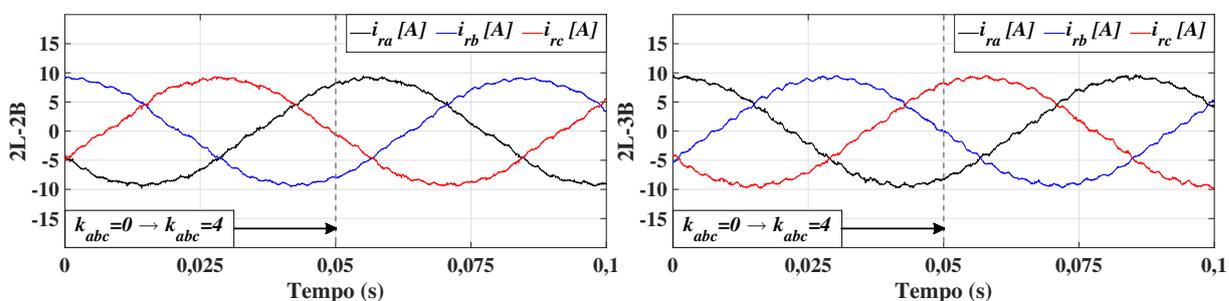
A partir da Figura 86, é possível notar a forte presença de harmônicos de corrente de

Figura 84 – Ângulo de sincronia (θ_{dq+}), obtido do sistema de sincronização, e tensão na fase a (v_{SaN}) da rede com o 2L-2B e 2L-3B, durante a dinâmica $k_{abc} = 0 \rightarrow k_{abc} = 4$, indicada pela linha tracejada



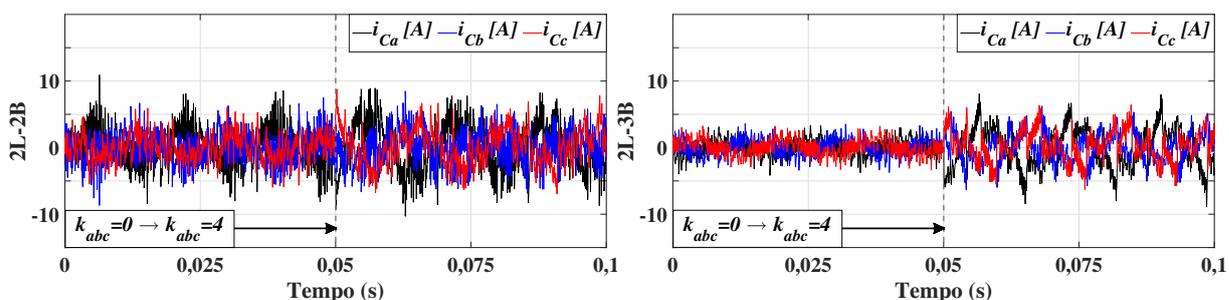
Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 85 – Correntes no rotor com o 2L-2B e 2L-3B, durante a dinâmica $k_{abc} = 0 \rightarrow k_{abc} = 4$



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 86 – Correntes no GSC com o 2L-2B e 2L-3B, durante a dinâmica de $k_{abc} = 0 \rightarrow k_{abc} = 4$

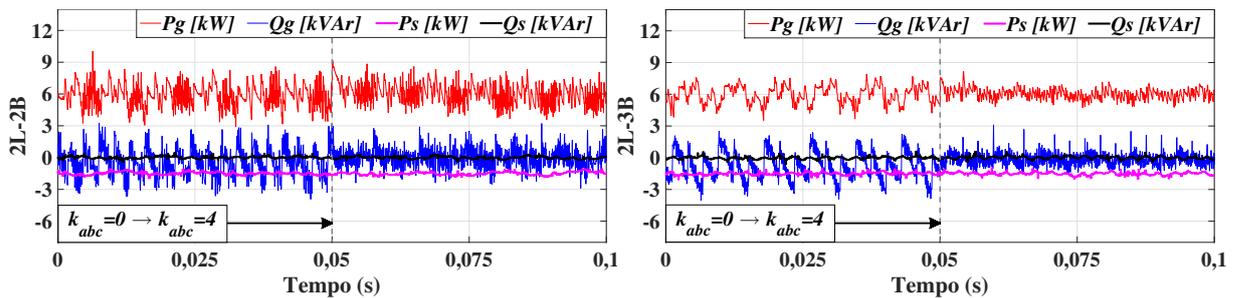


Fonte: elaborada pelo autor.

alta ordem com picos elevados. Para a topologia 2L-2B, uma maior tensão de ajuste no elo CC do conversor *back-to-back* causa uma maior derivada de tensão dv/dt sobre as impedâncias de entrada do conversor para um mesmo ganho estático entre as tensões de entrada e de saída do GSC. Esse efeito já era esperado (devido às análises de operação realizadas anteriormente) e limita a capacidade de corrente sintetizada pelo GSC, quando o mesmo usa a topologia 2L-2B. Logo, o dimensionamento dos elementos que compõem a impedância de entrada do GSC, tipo de chaves empregadas na sua construção e seleção do valor da constante k_{abc} , são determinados pela

tensão de ajuste do elo CC. Este efeito, como será percebido nos próximos resultados, caracteriza o fato de que a topologia 2L-2B tende a apresentar uma *performance* inferior à topologia 2L-3B. Durante os ensaios, percebeu-se que, a medida que k_{abc} aumenta, a diferença entre os valores RMS das correntes sintetizadas pelo 2L-2B e 2L-3B pode diminuir. Por exemplo, de $k_{abc} = 0$ para $k_{abc} = 4$, a diferença entre os valores RMS de corrente do 2L-2B e 2L-3B variou de 2 A_{RMS} para 1 A_{RMS} . Este efeito se deve ao fato de k_{abc} interferir apenas na característica de compensação de harmônicos e reativos do GSC e não na sua capacidade de regulação do elo CC. Portanto, se um mesmo nível de tensão fosse regulado para as topologias 2L-2B e 2L-3B, as perdas por comutação seriam 1,5 vezes maior para a topologia 2L-3B (HADDAD; JOOS, 1999). A Figura 87 mostra o efeito de condicionamento de potência da rede pelo GSC de forma mais direta. Nesta figura, as componentes oscilantes das potência ativa e reativa da rede (P_g e Q_g) são claramente atenuadas quando a constante de compensação k_{abc} muda de 0 para 4.

Figura 87 – Potências ativas no estator (P_S) e na rede (P_g); e potências reativas no estator (Q_S) e na rede (Q_g) com o 2L-2B e 2L-3B, durante a dinâmica de $k_{abc} = 0 \rightarrow k_{abc} = 4$



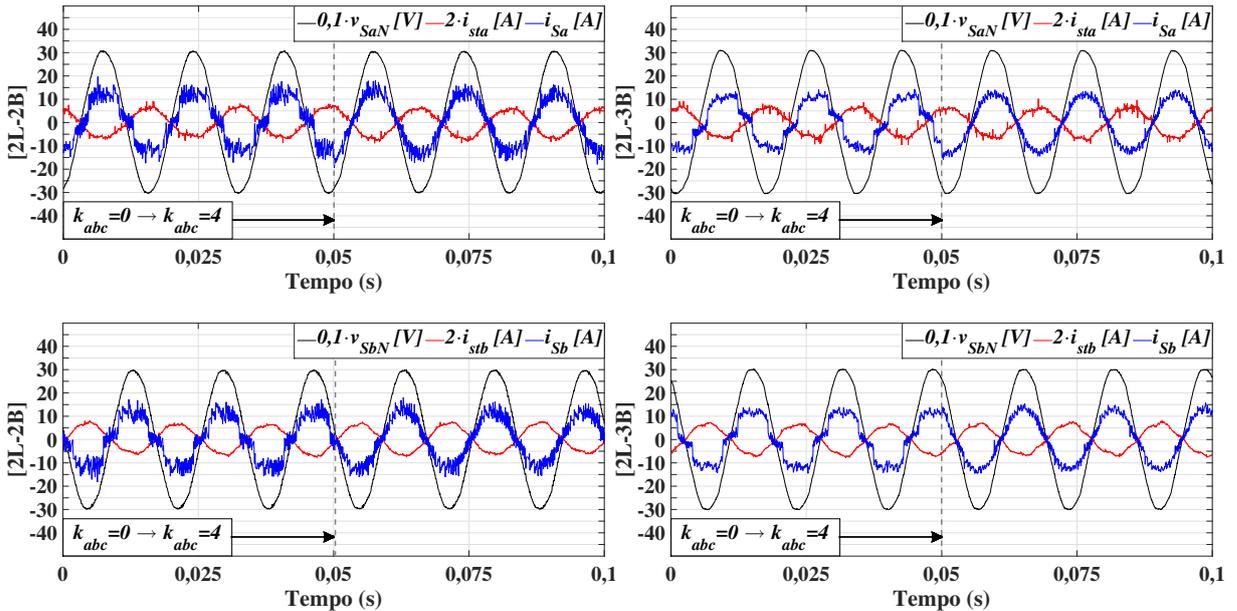
Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 87, as potências do estator (P_S e Q_S), reguladas pelo RSC em suas respectivas referências de ajuste, se mantêm inalteradas durante a dinâmica de $k_{abc} = 0 \rightarrow k_{abc} = 4$. No entanto, é possível notar a redução da parte oscilativa, presente nas potências ativa e reativa da rede (P_g e Q_g). Mais uma vez, a alta distorção harmônica em alta frequência, presente na corrente processada pelo GSC, com topologia 2L-2B, é responsável por comprometer o desempenho de condicionamento de potência do 2L-2B em relação ao 2L-3B. Com a topologia 2L-2B, o GSC reduziu P_g de 6,118 kW para 5,965 kW e Q_g de 1,549 kVAr para 0,918 kVAr. Já com a topologia 2L-3B, o GSC reduziu P_g de 5,916 kW para 5,855 kW e Q_g de 1,491 kVAr para 0,609 kVAr. O fator de potência total, do ponto de vista da rede, aumentou de 0,969 para 0,988 com o 2L-2B, enquanto o uso do 2L-3B aumentou o fator de potência de 0,970 para 0,995. A pequena diferença entre os valores de potência, se deve ao desempenho do 2L-2B prejudicado

pela derivada de tensão, dv/dt , elevada em seus terminais.

A Figura 88 mostra as correntes na rede (i_{Sa} e i_{Sb}) e no estator (i_{sta} e i_{stb}) em suas respectivas fases a e b , comparadas com as tensões de fase da rede nas mesmas fases (v_{SaN} e v_{SbN}).

Figura 88 – Tensões nas fases ab (v_{SaN} e v_{SbN}); e correntes nas fases ab do estator (i_{sta} e i_{stb}) e da rede (i_{Sa} e i_{Sb}), com o 2L-2B e 2L-3B, durante a dinâmica de $k_{abc} = 0 \rightarrow k_{abc} = 4$

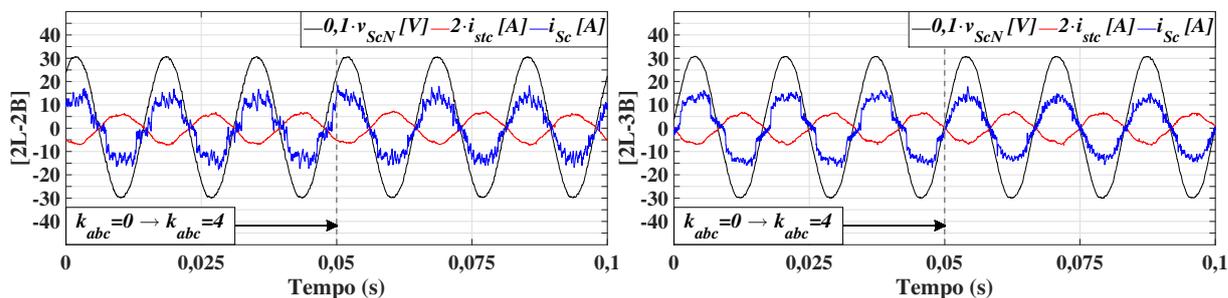


Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 88 é possível notar que o DFIG está fornecendo energia, visto que as correntes i_{sta} e i_{stb} estão defasadas de 180° em relação as suas respectivas tensões de fase v_{SaN} e v_{SbN} . Nos resultados apresentados nesta figura, é verificado o efeito de compensação dos harmônicos nas correntes da rede i_{Sa} e i_{Sb} . A ação de compensação do GSC, tanto com a topologia 2L-2B quanto com a topologia 2L-3B, não influencia nas correntes sintetizadas nos terminais do estator do DFIG. Para a fase c , que é conectada ao ponto médio do elo CC do conversor *back-to-back*, no caso do GSC com topologia 2L-2B, a Figura 89 mostra os mesmos resultados vistos na Figura 88.

Na Figura 89, é interessante notar que a ausência de uma ação de chaveamento diretamente conectada à fase c , não compromete, de maneira significativa, a *performance* de filtragem da corrente i_{Sc} . A corrente i_{stc} do estator do DFIG, assim como i_{sta} e i_{stb} , também apresenta um defasamento de 180° em relação à tensão de fase v_{ScN} . Com isso, diante dos resultados obtidos para as correntes no rotor do DFIG (Figura 85), potências fornecidas pelo

Figura 89 – Tensão na fase c (v_{ScN}); e correntes na fase c do estator (i_{stc}) e da rede (i_{Sc}), com o 2L-2B e 2L-3B, durante a dinâmica de $k_{abc} = 0 \rightarrow k_{abc} = 4$

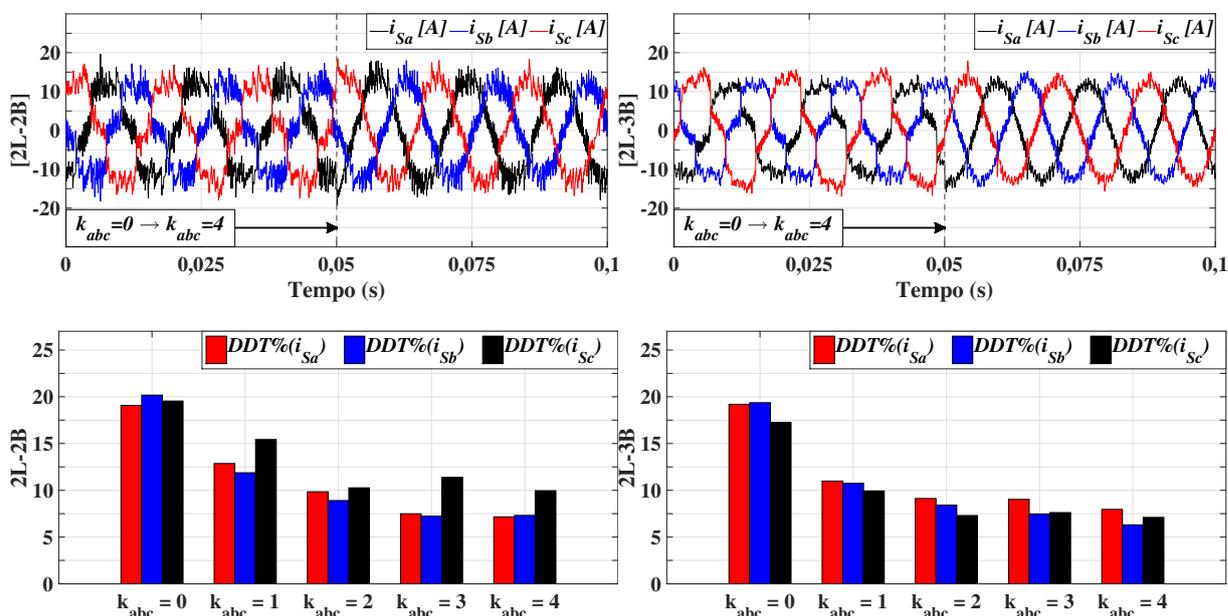


Fonte: elaborada pelo autor.

estator do DFIG (Figura 87) e correntes do estator (Figuras 88 e 89), é verificado que o uso da topologia 2L-2B não prejudica a operação do aerogerador.

De forma comparativa, as correntes na rede (i_{Sa} , i_{Sb} e i_{Sc}) e seus respectivos valores de distorção da demanda total (DDT), (IEEE-519, 2014), são colocados lado a lado na Figura 90. Nesta figura, os DDTs de corrente da rede são medidos para k_{abc} igual a 0, 1, 2, 3 e 4.

Figura 90 – Correntes da rede (i_{Sa} , i_{Sb} e i_{Sc}) durante a dinâmica de $k_{abc} = 0 \rightarrow k_{abc} = 4$ e seus DDTs para $k_{abc} = (0, 1, 2, 3, 4)$



Fonte: elaborada pelo autor.

Da Figura 90, verifica-se que a *performance* de filtragem do 2L-3B foi melhor. Contudo, deve-se ressaltar que uma redução de quase 10% do DDT de correntes nas três fases da rede, obtido com ambas as topologias, é significativamente considerável e relevante. Além disso,

existe uma grande proximidade entre os resultados de DDT obtidos com ambas as topologias. Os resultados de DDT da Figura 90 foram obtidos utilizando o *Yokogawa PZ4000 power analyzer*, configurado para medir o DDT com harmônicos de ordem inteira até a 50ª ordem, segundo IEEE-519 (2014). Considerando os inter-harmônicos e os harmônicos de ordem inteira até a 50ª ordem, os valores de distorções harmônicas totais (DHT) para $k_{abc} = 0$ e $k_{abc} = 4$ são mostrados na Tabela 7.

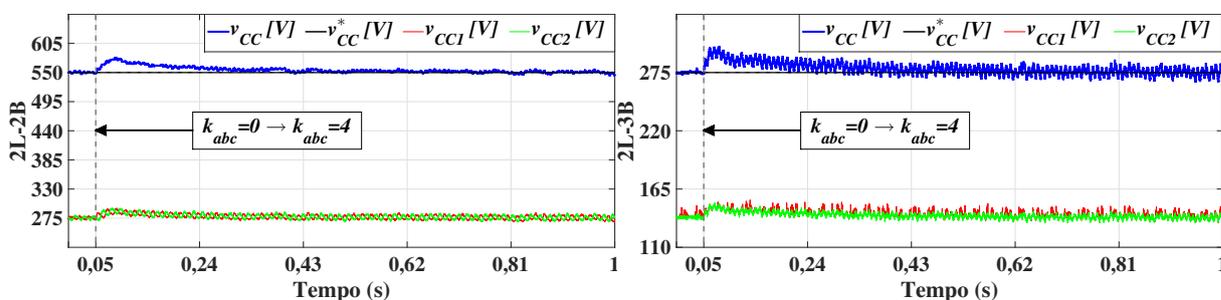
Tabela 7 – Redução de DHT das correntes (i_{Sa} , i_{Sb} e i_{Sc}) com o aumento da constante de compensação k_{abc} para ambas as topologias

$DHT\% (i_{Sabc})$	Topologia 2L-2B			Topologia 2L-3B		
	Fase a	Fase b	Fase c	Fase a	Fase b	Fase c
$k_{abc} = 0$	23.3	25.8	24.8	21.1	20.8	19.0
$k_{abc} = 4$	13.7	13.3	15.4	11.5	10.1	10.0

Fonte: elaborada pelo autor.

A Figura 91 mostra a regulação de tensão do elo CC durante a dinâmica $k_{abc} = 0 \rightarrow k_{abc} = 4$.

Figura 91 – Tensões do elo CC com o 2L-2B e 2L-3B, durante a dinâmica de $k_{abc} = 0 \rightarrow k_{abc} = 4$



Fonte: elaborada pelo autor.

As capacitâncias equivalentes, do ponto de vista dos pólos positivo e negativo do barramento CC, são $680 \mu\text{F}$ e $340 \mu\text{F}$ para o 2L-2B e 2L-3B, respectivamente. Esta característica justifica as oscilações de tensão no elo CC, verificadas na Figura 91. No caso do GSC com topologia 2L-2B, a ondulação de tensão do elo CC foi de 2,58%. Com a topologia 2L-3B, o GSC apresentou uma ondulação de 7,85% em seu barramento. Deve-se lembrar, que quanto maior for a ondulação de tensão no elo CC mais instável será a ação de controle do GSC para a sua manutenção no nível de referência.

4.4 Sumarização de Prós e Contras

Uma revisão dos pontos positivos e negativos do uso da topologia 2L-2B em relação a topologia 2L-3B é apresentada a seguir.

⇒ Resultados experimentais: Pontos negativos.

- Apresentou maior conteúdo harmônico de alta frequência para as correntes da rede;
- Apresentou uma maior ondulação de tensão sobre os capacitores $C1$ e $C2$, do elo CC, se comparado para um mesmo nível de tensão de regulação no elo CC do conversor *back-to-back*;
- A corrente processada pelo GSC foi maior;
- Permitiu que um maior conteúdo oscilante de energia ativa e reativa ainda fluísse entre o PCC e a rede.

⇒ Resultados experimentais: Pontos positivos.

- Apresentou uma menor oscilação na tensão do elo CC do conversor *back-to-back*, se comparado para um mesmo nível de tensão de regulação no elo CC;
- Utilizando a mesma estratégia de controle para ambos os conversores, 2L-2B e 2L-3B, os desempenhos com relação ao condicionamento de potência, compensação de potência reativa e ativa oscilante, foram próximos entre si, sem haver comprometimentos operacionais negativos para o DFIG e o RSC;
- Os níveis de redução das DDTs das correntes da rede, alcançados com ambos os conversores, foram próximos entre si, além de serem significativos frente aos níveis normativos de harmônicos de corrente permitidos;
- As observações feitas para as DDTs das correntes da rede também podem ser aplicadas às DHTs das correntes da rede, devido a proximidade dos resultados ente si nas três fases com ambos os conversores.

⇒ Detalhes construtivos: Pontos negativos.

- Requer um projeto de conversor *back-to-back* para operar com um nível de tensão CC no barramento, no mínimo, duas vezes maior do que a tensão de linha nos terminais do GSC;
- Necessita de, no mínimo, dois capacitores e sensores de tensão para o monitoramento do barramento CC;
- Indutâncias de entrada do GSC devem ser dimensionadas para uma capacidade maior de tensão e corrente;
- Requer comutadores mais onerosos, com maiores capacidades de tensão de bloqueio e de

dissipação de energia.

⇒ Detalhes construtivos: Pontos positivos.

- Como geralmente os conversores de dois níveis e três braços comerciais usam dois capacitores em série no barramento CC, considerando um mesmo projeto, a topologia 2L-2B apresenta uma capacitância equivalente mais alta entre as fases;
- Utilizando comutadores com uma maior capacidade de dissipação de potência e em uma quantidade reduzida, as perdas totais por condução e comutação do conversor *back-to-back* são menores;
- As chaves com maior capacidade de dissipação de energia permitem a construção de um conversor *back-to-back* com tempo médio entre falhas e expectativa de vida útil maiores;
- O uso de menos *drivers* e circuitos *snubbers* permite a utilização de fontes de alimentação auxiliares de menor potência para o conversor *back-to-back*.

⇒ Riscos e problemas operacionais.

- Com a quantidade reduzida de chaves entre as fases, os riscos de danos sérios ao conversor *back-to-back*, bem como aos componentes a ele associados, e a consequente desconexão imediata do conversor ou do próprio sistema do aerogerador do sistema elétrico, se tornam maiores, quando não há um sistema de proteção adequado no caso de falha de uma das chaves do GSC;
- Apresenta um menor nível de isolamento quanto a propagação de distúrbios, provenientes da rede ou do rotor do DFIG, pelo *back-to-back*.

⇒ Vantagens Operacionais.

- A redução nos custos totais do conversor *back-to-back* permite melhorar os sistemas de proteção e filtragem do aerogerador, pois possibilita empregar os gastos excedentes, com a topologia 2L-3B, para tais investimentos.

5 CONCLUSÕES

Este capítulo é destinado para a apresentação das conclusões finais sobre o desenvolvimento desta pesquisa e a sugestão de ideias para trabalhos futuros.

5.1 Conclusões

Através de um extenso levantamento bibliográfico sobre a evolução do mercado da geração eólica a nível nacional e global, no que diz respeito as tecnologias nas configurações de turbinas, máquinas elétricas e conversores de estado sólido utilizados, verificou-se que os aerogeradores possuem uma forte e crescente presença em todos os níveis de geração do setor elétrico, inclusive a nível de geração distribuída. Dessas pesquisas, observou-se que existe uma tendência em criar aerogeradores com maior capacidade nominal individual de geração e com capacidade de disponibilizar serviços ancilares, a fim de melhorar a qualidade de energia entregue aos consumidores. Tal tendência aponta para a aplicabilidade de máquinas, como o DFIG, em sistemas de alta tensão com o controle de suas potências sintetizadas, bem como de seus serviços ancilares, efetuado por conversores multiníveis.

Visando atender a tendência supracitada a um menor custo de geração (englobando custos de investimento, operação e manutenção), este trabalho propôs o uso de estruturas de dois braços, como GSC. As análises de operação de tais estruturas de forma isolada, apenas como conversores *boost* conectados a rede e a uma carga qualquer, foram desenvolvidas e discutidas tal como nas referências base, nas quais as mesmas foram consagradas. Ao fim das análises, foram propostas estratégias de controle comuns que tem como objetivo controlar as potências ativa e reativa do estator do DFIG pelo RSC, regular a tensão no elo CC e compensar harmônicos e reativos pelo GSC. Diferindo apenas na captura dos sinais de referência para aplicação da modulação e geração dos sinais de disparos das chaves do GSC, os conversores de dois níveis, NPC e *flying capacitor* de dois braços (2L-2B, NPC-2B e FC-2B, respectivamente) foram comparados com as suas respectivas topologias de três braços (2L-3B, NPC-3B e FC-3B).

Os resultados das comparações, via simulações, foram variados, mostrando que, em alguns aspectos, as estruturas de dois braços são mais vantajosas do que as estruturas de três braços e vice-versa. Contudo, para alguns resultados em que o 2L-2B era melhor do que o 2L-3B o mesmo não pôde ser verificado com o NPC-2B em relação ao NPC-3B, por exemplo. Como tais resultados foram obtidos, empregando o mesmo controle para as estruturas de dois braços

e suas respectivas estruturas de três braços, sem buscar a otimização para ambos os casos, os resultados em que os conversores de dois braços foram inferiores não podem classificá-los como inviáveis para aplicação prática. A diferença mínima entre os resultados, com dois ou três braços, motiva prospecção da otimização dos desempenhos dos conversores de dois braços.

Após o desenvolvimento da bancada experimental, tendo em vista alguns empecilhos inerentes ao local de trabalho, a topologia 2L-2B foi selecionada para a efetivação da etapa experimental da presente pesquisa, haja visto que a topologia 2L-3B é mais usual. Com isso, utilizando apenas 18,75% da capacidade nominal de um DFIG de 8 kVA, foi possível obter resultados práticos consideráveis, para efeito de comparação, das operações do sistema proposto com o GSC, tanto como 2L-2B quanto como 2L-3B. Tais resultados permitiram analisar a viabilidade técnica da estrutura com quatro chaves, 2L-2B, em substituição a estrutura de seis chaves, 2L-3B, dentro de um cenário de geração distribuída, com escalas reduzidas e sistema de potência simplificado, onde o GSC, independente de sua topologia, desempenhou a função de regulação do barramento CC, juntamente com a disponibilização de serviços auxiliares de condicionamento de potência.

Os resultados experimentais relativos às reduções de potência reativa, de potência ativa oscilante e dos DDTis/DHTis das correntes da rede, mostraram que o GSC como 2L-3B obteve melhores resultados. Contudo, a proximidade entre os resultados obtidos com o 2L-2B e com o 2L-3B somado à característica de rede forte, no ponto de conexão comum do local onde foi montado a bancada e realizado os ensaios experimentais, permite concluir que o desempenho do GSC com ambas as topologias é aceitável frente às normas vigentes, consideradas no escopo deste trabalho. Além da rede forte ser uma característica incomum em parques eólicos reais, cujas localizações são geralmente afastadas dos consumidores finais, a alta capacidade de curto-circuito de tais sistemas elétricos, segundo IEEE-519 (2014), permite a aceitação de maiores níveis de distorções harmônicas presentes na rede. Dito isso, pode-se afirmar, com base nos resultados verificados, que a topologia 2L-2B pode ser utilizada como GSC em uma turbina do tipo III em substituição ao 2L-3B, sem que haja o comprometimento significativo das funcionalidades de regulação de tensão do barramento CC e condicionamento de potência por parte do próprio GSC. Além disso, a redução dos custos totais do conversor *back-to-back*, ao usar o GSC com a topologia 2L-2B, torna o 2L-2B uma opção técnica mais econômica do que o 2L-3B.

Em uma visão geral, os resultados de desempenho, tanto de simulação quanto experimentais, do GSC como 2L-2B foram bastante próximos aos obtidos com o GSC como

2L-3B. Tal perda de *performance*, levando em consideração a redução na quantidade de chaves semicondutoras, não inviabiliza o uso do GSC como 2L-2B e com capacidade de disponibilizar serviços ancilares para compensação de potência reativa e filtragem harmônica. Os pontos negativos do 2L-2B, em comparação ao 2L-3B, são, em sua maioria, devidos à necessidade de um nível de tensão no barramento CC, no mínimo, duas vezes maior que a tensão de linha nos terminais do GSC. Contudo, os bons resultados de simulação obtidos com as estruturas de dois braços em comparação às suas respectivas estruturas de três braços, instiga à investigação de topologias multiníveis como soluções para estes pontos negativos, uma vez que o elevado dv/dt sobre as chaves pode ser minimizado, reduzindo o efeito distorcivo do conteúdo harmônico de alta frequência produzido pela comutação das chaves. Ademais, o fato de que as operações do DFIG e RSC não foram prejudicadas com ambos os casos, GSC como 2L-2B e GSC como 2L-3B, tornam viável a empregabilidade do 2L-2B como GSC em aerogeradores do tipo III.

REFERÊNCIAS

ABAD, G.; LÓPEZ, J.; RODRÍGUEZ, M.; MARROYO, L.; IWANSKI, G. Doubly fed induction machine: Modeling and control for wind energy generation applications. In: _____. **Appendix**. IEEE, 2011. ISBN 9781118104965. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6047769>.

AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-20, n. 3, p. 625–630, May 1984. ISSN 0093-9994.

AKAGI, H.; WATANABE, E.; AREDES, M. **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**. New Jersey, USA: Wiley - IEEE Press, 2007.

ANEEL. **Nota Técnica nº 0075/2011-SRD/ANEEL**. [S. l.], 2011.

ANEEL. **Boletim de Informações Gerenciais**. [S. l.], 2019.

ARANI, A. D.; ASLINEZHAD, M. H.; DOREMAMI, A.; SOLEIMANIAN, D. Introducing a new circuit configuration for three-phase series active power filter to use in electricity distribution networks. In: **Electrical Power Distribution Networks (EPDC), 2012 Proceedings of 17th Conference on**. [S. l.: s. n.], 2012. p. 1–6.

BALA, S.; PATEL, N.; FEMANDES, B. G. Reduced-switch three-phase active power filter with one cycle control. In: **Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual**. [S. l.: s. n.], 2004. v. 3, p. 2333–2339 Vol.3. ISSN 0275-9306.

BAROUDI, J. A.; DINAHAHI, V.; KNIGHT, A. M. A review of power converter topologies for wind generators. In: **Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on**. [S. l.: s. n.], 2005. p. 458–465.

BHAVANI, R.; PRABHA, N. R.; KANMANI, C. Fuzzy controlled upqc for power quality enhancement in a dfig based grid connected wind power system. In: **Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), 2015 International Conference on**. [S. l.: s. n.], 2015. p. 1–7.

BING, C.; XIAODONG, Y.; YANG, X.; XU, W.; QUN, L.; RONG, S.; JINGXIAN, S.; JINGBO, Z. Power quality measurement and comparison between two wind farms equipped with fsig+pmsg and dfig. In: **Power System Technology (POWERCON), 2010 International Conference on**. [S. l.: s. n.], 2010. p. 1–7.

BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; MA, K. Power electronics converters for wind turbine systems. In: **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE**. [S. l.: s. n.], 2011. p. 281–290.

BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; MA, K. Power electronics converters for wind turbine systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 48, n. 2, p. 708–719, March 2012. ISSN 0093-9994.

BLAABJERG, F.; MA, K. Future on power electronics for wind turbine systems. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 1, n. 3, p. 139–152, Sept 2013. ISSN 2168-6777.

BOLLEN, M.; YANG, L. K. Harmonics and wind power - a forgotten aspect of the interaction between wind-power installations and the grid. In: **Rapporter från Vindforsk III, Vindforsk III, area 4, Research area 4, Wind power in the power system, Elforsk report English**. [S. l.: s. n.], 2012. p. 1–22.

BOUTOUBAT, M.; MOKRANI, L.; MACHMOUM, M.; AUGER, F. Selective harmonics compensation using a wecs equipped by a dfig. In: **IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. [S. l.: s. n.], 2012. p. 745–750. ISSN 1553-572X.

CAMM, E.; BEHNKE, M.; BOLADO, O.; BOLLEN, M.; BRADT, M.; BROOKS, C.; DILLING, W.; EDDS, M.; HEJDAK, W.; HOUSEMAN, D.; KLEIN, S.; LI, F.; LI, J.; MAIBACH, P.; NICOLAI, T.; PATINO, J.; PASUPULATI, S.; SAMAAN, N.; SAYLORS, S.; SIEBERT, T.; SMITH, T.; STARKE, M.; WALLING, R. Characteristics of wind turbine generators for wind power plants. In: **Power Energy Society General Meeting, 2009. PES '09. IEEE**. [S. l.: s. n.], 2009. p. 1–5. ISSN 1944-9925.

CEPEL. **Manual do Usuário - Programa de Análise de Redes, Centro de Pesquisas de Energia Elétrica**. [S. l.], 2011. Manual.

CHANG, C.-Y.; CHAN, S.-Y.; TENG, J.-H.; LEOU, R.-C. Harmonic current characteristic analysis for wind turbines. In: **Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2013 IEEE 10th International Conference on**. [S. l.: s. n.], 2013. p. 919–923. ISSN 2164-5256.

CHEN, W.; XU, J.; ZHU, N.; LIU, C.; CHEN, M.; XU, D. Stator harmonic current suppression for dfig wind power system under distorted grid voltage. In: **Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2012 3rd IEEE International Symposium on**. [S. l.: s. n.], 2012. p. 307–314.

CHICCO, G.; LEO, P. D.; SCAPINO, F.; SPERTINO, F. Experimental analysis of wind farms connected to the high voltage grid: the viewpoint of power quality. In: **Environment Identities and Mediterranean Area, 2006. ISEIMA '06. First international Symposium on**. [S. l.: s. n.], 2006. p. 184–189.

Ciobotaru, M.; Teodorescu, R.; Blaabjerg, F. A new single-phase pll structure based on second order generalized integrator. In: **2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S. l.: s. n.], 2006. p. 1–6. ISSN 0275-9306.

DJUROVIC, S.; VILCHIS-RODRIGUEZ, D.; SMITH, A. Supply induced interharmonic effects in wound rotor and doubly-fed induction generators. **Energy Conversion, IEEE Transactions on**, v. 30, n. 4, p. 1397–1408, Dec 2015. ISSN 0885-8969.

DJUROVIC, S.; WILLIAMSON, S. Influence of supply harmonic voltages on dfig stator current and power spectrum. In: **Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on**. [S. l.: s. n.], 2010. p. 1–6.

DONCKER, R. W. D.; NOVOTNY, D. W. The universal field oriented controller. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 30, n. 1, p. 92–100, Jan 1994. ISSN 0093-9994.

DUGAN, R.; SANTOSO, S.; MCGRANAGHAN, M.; BEATY, H. **Electrical Power Systems Quality**. [S. l.]: McGraw-Hill Education, 2002. (McGraw-Hill professional engineering). ISBN 9780071501910.

EJLALI, A.; KHABURI, D. A. Power quality improvement using nonlinear-load compensation capability of variable speed dfig based on dpc-svm method. In: **Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2014 5th.** [S. l.: s. n.], 2014. p. 280–284.

ENERGÉTICA, E. E. D. P. Balanço energético nacional: Relatório síntese, ano base 2018. **Rio de Janeiro: Ministério de Minas e Energia**, 2019.

EPE. **Plano Decenal de Expansão de Energia 2029.** [S. l.], 2019. Relatório Final.

FAN, L.; YIN, H.; KAVASSERI, R. Negative sequence compensation techniques of dfig-based wind energy systems under unbalanced grid conditions. In: **Power Electronics and Machines in Wind Applications, 2009. PEMWA 2009. IEEE.** [S. l.: s. n.], 2009. p. 1–6.

FERRARI, M. Gsc control strategy for harmonic voltage elimination of grid-connected dfig wind turbine. In: **Renewable Energy Research and Application (ICRERA), 2014 International Conference on.** [S. l.: s. n.], 2014. p. 185–191.

GAILLARD, A.; POURE, P.; SAADATE, S. Active filtering capability of wecs with dfig for grid power quality improvement. In: **Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on.** [S. l.: s. n.], 2008. p. 2365–2370.

Gi-Taek Kim; Lipo, T. A. Vsi-pwm rectifier/inverter system with a reduced switch count. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 32, n. 6, p. 1331–1337, Nov 1996. ISSN 0093-9994.

GLOVER, J.; SARMA, M.; OVERBYE, T. **Power System Analysis & Design, SI Version.** [S. l.]: Cengage Learning, 2012. ISBN 9781111425791.

GORGINPOUR, H.; JANDAGHI, B.; ORAEE, H. Time and space harmonics in brushless doubly-fed machine. In: **Electrical Engineering (ICEE), 2011 19th Iranian Conference on.** [S. l.: s. n.], 2011. p. 1–6.

GUPTA, N. P.; GUPTA, P.; MASAND, D. Power quality improvement using hybrid active power filter for a dfig based wind energy conversion system. In: **Engineering (NUiCONE), 2012 Nirma University International Conference on.** [S. l.: s. n.], 2012. p. 1–6.

GWEC. **Global Wind Report Annual Market Update 2014.** [S. l.], 2014. 80 p. Disponível em: http://www.gwec.net/wp-content/uploads/2015/03/GWEC_Global_Wind_2014_Report_LR.pdf.

HADDAD, K.; JOOS, G. Three phase active filter topology based on a reduced switch count voltage source inverter. In: IEEE. **30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record.(Cat. No. 99CH36321).** [S. l.], 1999. v. 1, p. 236–241.

HAN, D.; PARK, Y.; SUH, Y. Hybrid control strategy for a doubly fed induction generator in medium voltage wind power system under unbalanced grid conditions. In: **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE.** [S. l.: s. n.], 2013. p. 216–223.

HAZRATI, A.; JALILIAN, A. Grid side harmonic current mitigation in dfig based wind plants. In: **Electrical Power Distribution Networks (EPDC), 2012 Proceedings of 17th Conference on.** [S. l.: s. n.], 2012. p. 1–7.

HESKES, P. J. M.; MYRZIK, J. M. A.; KLING, W. L. Ancillary services for minimizing the impact of resonances in low voltage grids by power electronics based distributed generators. In: **2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting**. [S. l.: s. n.], 2011. p. 1–8. ISSN 1932-5517.

HSAN, K.; RMILI, L.; RAHMANI, S.; AL-HADDAD, K. A nonlinear control applied to a shunt hybrid power filter with two arms and a midpoint capacitor. In: **Industrial Electronics (ISIE), 2013 IEEE International Symposium on**. [S. l.: s. n.], 2013. p. 1–6. ISSN 2163-5137.

HU, J.; XU, H.; HE, Y. Coordinated control of dfg's rsc and gsc under generalized unbalanced and distorted grid voltage conditions. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 60, n. 7, p. 2808–2819, July 2013. ISSN 0278-0046.

IEEE-519. Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. **IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)**, p. 1–29, June 2014.

INEE. **O QUE É GERAÇÃO DISTRIBUÍDA**. [S. l.], 2015.

IZANLO, A.; GHOLAMIAN, S. A.; KAZEMI, M. Using of four-switch three-phase converter in the structure dpc of dfg under unbalanced grid voltage condition. **Electrical Engineering**, 12 2017.

JHA, B.; RAO, K. R. M. Disturbance rejections and harmonics reduction of doubly-fed induction generator using robust controller. In: **India Conference (INDICON), 2009 Annual IEEE**. [S. l.: s. n.], 2009. p. 1–5.

JOOS, G.; OOI, B. T.; MCGILLIS, D.; GALIANA, F. D.; MARCEAU, R. The potential of distributed generation to provide ancillary services. In: **Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE**. [S. l.: s. n.], 2000. v. 3, p. 1762–1767 vol. 3.

KIM, H. S.; LU, D. D. C. Review on wind turbine generators and power electronic converters with the grid-connection issues. In: **Universities Power Engineering Conference (AUPEC), 2010 20th Australasian**. [S. l.: s. n.], 2010. p. 1–6.

KLIMA, J.; TLUSTY, J.; SKRAMLIK, J.; VALOUCH, V. Analytical model and investigation of a four-switch space-vector modulated hybrid power filter with six-fold switching symmetry. In: **International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'09)**. [S. l.: s. n.], 2009.

KOTSAMPOPOULOS, P.; HATZIARGYRIOU, N.; BLETTERIE, B.; LAUSS, G. Review, analysis and recommendations on recent guidelines for the provision of ancillary services by distributed generation. In: **Intelligent Energy Systems (IWIES), 2013 IEEE International Workshop on**. [S. l.: s. n.], 2013. p. 185–190.

LAROSE, C.; GAGNON, R.; PRUD'HOMME, P.; FECTEAU, M.; ASMINE, M. Type-iii wind power plant harmonic emissions: Field measurements and aggregation guidelines for adequate representation of harmonics. **Sustainable Energy, IEEE Transactions on**, v. 4, n. 3, p. 797–804, July 2013. ISSN 1949-3029.

LAURINDO, B. M.; FRANÇA, B. W.; ROLIM, L. G. B.; AREDES, M. Three-wire investigation of a hybrid power filter with four-switch structure applied to the attenuation of 5th and 7th harmonics with reduced inverter power rating. In: **Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian**. [S. l.: s. n.], 2011. p. 1015–1020. ISSN 2175-8603.

- LEON, A. E.; MAURICIO, J. M.; SOLSONA, J. A. Fault ride-through enhancement of dfig-based wind generation considering unbalanced and distorted conditions. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 27, n. 3, p. 775–783, Sept 2012. ISSN 0885-8969.
- LEONHARD, W. **Control of Electrical Drives**. Springer Berlin Heidelberg, 2012. (Power Systems). ISBN 9783642626098. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=YXfQnQEACAAJ>.
- LEONOWICZ, Z. Assessment of power quality in wind power systems. In: **Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2011 10th International Conference on**. [S. l.: s. n.], 2011. p. 1–3.
- LI, J.; CORZINE, K. Harmonic compensation for variable speed dfig wind turbines using multiple reference frame theory. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015 IEEE**. [S. l.: s. n.], 2015. p. 2974–2979.
- LIANG, S.; HU, Q.; LEE, W.-J. A survey of harmonic emissions of a commercially operated wind farm. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 48, n. 3, p. 1115–1123, May 2012. ISSN 0093-9994.
- LIAO, Y.; RAN, L.; PUTRUS, G.; SMITH, K. Evaluation of the effects of rotor harmonics in a doubly-fed induction generator with harmonic induced speed ripple. **Energy Conversion, IEEE Transactions on**, v. 18, n. 4, p. 508–515, Dec 2003. ISSN 0885-8969.
- LIMA, F. d. A. Aerogerador baseado em máquina de indução duplamente alimentada-suportabilidade para afundamento de tensão. **Rio de Janeiro, UFRJ/COPPE**, 2009.
- LIN, B. R.; CHEN, J. J. Three-phase two-leg inverter for stand-alone and grid-connected renewable energy systems. In: **TENCON 2006. 2006 IEEE Region 10 Conference**. [S. l.: s. n.], 2006. p. 1–4.
- LIN, B. R.; CHIANG, H. K.; HUANG, C. H. Three-phase three-level active power filter with a clamped capacitor topology. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 153, n. 4, p. 513–522, July 2006. ISSN 1350-2352.
- LIN, B. R.; HUANG, C. H. Three-phase capacitor-clamped converter with fewer switches for use in power factor correction. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 152, n. 3, p. 595–604, May 2005. ISSN 1350-2352.
- LIN, B.-R.; HUANG, C.-H.; YANG, Z.-Z. Three-phase power factor corrector based on capacitor-clamped topology. In: **Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium on**. [S. l.: s. n.], 2005. p. 3643–3646 Vol. 4.
- LIN, B. R.; WEI, T. C. Three-phase high power factor rectifier with two npc legs. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 150, n. 6, p. 639–646, Nov 2003. ISSN 1350-2352.
- LIN, B. R.; WEI, T. C. Analysis and implementation of a three-phase two-leg neutral point clamped converter based on space vector pwm for power factor correction. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 151, n. 1, p. 38–46, Jan 2004. ISSN 1350-2352.
- LIN, B. R.; WEI, T. C. A novel npc inverter for harmonics elimination and reactive power compensation. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 19, n. 3, p. 1449–1456, July 2004. ISSN 0885-8977.

LIN, B.-R.; WEI, T.-C. Space vector modulation strategy for an eight-switch three-phase npc converter. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 40, n. 2, p. 553–566, April 2004. ISSN 0018-9251.

LIN, B.-R.; WEI, T.-C.; CHIANG, H.-K. An eight-switch three-phase {VSI} for power factor regulated shunt active filter. **Electric Power Systems Research**, v. 68, n. 2, p. 157 – 165, 2004. ISSN 0378-7796. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779603001573>.

LIU, C.; BLAABJERG, F.; CHEN, W.; XU, D. Stator current harmonic control with resonant controller for doubly fed induction generator. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 27, n. 7, p. 3207–3220, July 2012. ISSN 0885-8993.

LIU, C.; CHEN, W.; BLAABJERG, F.; XU, D. Optimized design of resonant controller for stator current harmonic compensation in dfig wind turbine systems. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE**. [S. l.: s. n.], 2012. p. 2038–2044.

LOURENÇO, G. S. S. e P. S. P. Junior e C. M. Martins e P. S. Pereira e G. E. Analise das metodologias de detecção de oscilações de potência e verificação do desempenho dos ied's. **XXI SNPTEE Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica**, v. 21, n. 4, Outubro 2011.

MALLICK, R. K.; SINHA, S.; MISHRA, A. Improvement of power quality in dfig based wind farm using optimized dstatcom. In: **Electrical, Electronics, Signals, Communication and Optimization (EESCO), 2015 International Conference on**. [S. l.: s. n.], 2015. p. 1–7.

MARTINEZ, M. I.; SUSPERREGUI, A.; TAPIA, G.; XU, L. Sliding-mode control of a wind turbine-driven double-fed induction generator under non-ideal grid voltages. **IET Renewable Power Generation**, v. 7, n. 4, p. 370–379, July 2013. ISSN 1752-1416.

MARTINEZ, M. I.; TAPIA, G.; SUSPERREGUI, A.; CAMBLONG, H. Sliding-mode control for dfig rotor- and grid-side converters under unbalanced and harmonically distorted grid voltage. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 27, n. 2, p. 328–339, June 2012. ISSN 0885-8969.

MEYNARD, T. A.; FOCH, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In: **Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE**. [S. l.: s. n.], 1992. p. 397–403 vol.1.

MOHAMMAD, S. N.; DAS, N. K.; ROY, S. A review of the state of the art of generators and power electronics for wind energy conversion systems. In: **Developments in Renewable Energy Technology (ICDRET), 2014 3rd International Conference on the**. [S. l.: s. n.], 2014. p. 1–6.

MORAIS, E.; LIMA, F.; FONSECA, J.; BRANCO, C.; MACHADO, L. Providing ancillary services with wind turbine generators based on dfig with a two-branch static converter. **Energies**, v. 12, p. 2490, 06 2019.

Moraes, E. E. C.; de A. Lima, F. K.; Branco, C. G. C. Comparison between three-phase structures of two and three branches with ancillary services capabilities in type-3 wind turbines: Flying capacitor topology. In: **2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**. [S. l.: s. n.], 2017. p. 1–8.

Morais, E. E. C.; de A. Lima, F. K.; Branco, C. G. C. Comparison between three-phase structures of two and three branches with ancillary services capabilities in type-3 wind turbines: Npc topology. In: **2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**. [S. l.: s. n.], 2017. p. 1–7.

Morais, E. E. C.; de A. Lima, F. K.; Branco, C. G. C. Comparison between three-phase structures of two and three branches with ancillary services capabilities in type-3 wind turbines: Two-level topology. In: **2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**. [S. l.: s. n.], 2017. p. 1–9.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-17, n. 5, p. 518–523, Sept 1981. ISSN 0093-9994.

NAIDU, N. S.; SINGH, B. Doubly fed induction generator for wind energy conversion systems with integrated active filter capabilities. **Industrial Informatics, IEEE Transactions on**, v. 11, n. 4, p. 923–933, Aug 2015. ISSN 1551-3203.

NGUYEN, N.-T.; LEE, H.-H. An effective harmonic elimination for dfig feeding non-linear loads in stand-alone operation. In: **IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. [S. l.: s. n.], 2012. p. 3527–3532. ISSN 1553-572X.

NI, K.; HU, Y.; LIU, Y.; GAN, C. Performance analysis of a four-switch three-phase grid-side converter with modulation simplification in a doubly-fed induction generator-based wind turbine (dfig-wt) with different external disturbances. **Energies**, v. 10, n. 5, 2017. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/10/5/706>.

NIAN, H.; SONG, Y. Direct power control of doubly fed induction generator under distorted grid voltage. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 29, n. 2, p. 894–905, Feb 2014. ISSN 0885-8993.

NIAN, H.; SONG, Y. Optimised parameter design of proportional integral and resonant current regulator for doubly fed induction generator during grid voltage distortion. **Renewable Power Generation, IET**, v. 8, n. 3, p. 299–313, April 2014. ISSN 1752-1416.

ONS. **Requisitos técnicos mínimos para a conexão às instalações de transmissão**. [S. l.], 2010.

ONS. **Gerenciamento dos indicadores de desempenho da rede básica e dos barramentos dos transformadores de fronteira, e de seus componentes**. [S. l.], 2011.

ORCHI, T. F.; HOSSAIN, M. J.; POTA, H. R.; RAHMAN, M. S. Impact of distributed generation and series compensation on distribution network. In: **Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2013 8th IEEE Conference on**. [S. l.: s. n.], 2013. p. 854–859.

PARK, Y.; HAN, D.; SUH, Y. Negative sequence control strategy for a doubly fed induction generator in medium voltage wind power system under unbalanced grid conditions. In: **ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE**. [S. l.: s. n.], 2013. p. 1118–1124.

PARREIRAS, T. M.; SILVA, S. R. Distorções harmônicas geradas por um parque de turbinas eólicas. In: **IV Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos**. [S. l.: s. n.], 2012.

PHAN, V.-T.; LEE, H.-H. Elimination of voltage harmonics in a stand-alone dfig using a pi-r controller in the fundamental reference frame. In: **Sustainable Energy Technologies (ICSET), 2010 IEEE International Conference on**. [S. l.: s. n.], 2010. p. 1–6.

PHAN, V.-T.; LEE, H.-H. Proportional - multiresonant current controller for harmonic elimination in stand-alone dfig wind power systems. In: **Strategic Technology (IFOST), 2010 International Forum on**. [S. l.: s. n.], 2010. p. 390–395.

PHAN, V.-T.; LEE, H.-H. Control strategy for harmonic elimination in stand-alone dfig applications with nonlinear loads. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 26, n. 9, p. 2662–2675, Sept 2011. ISSN 0885-8993.

PHAN, V. T.; LEE, H. H. Stationary frame control scheme for a stand-alone doubly fed induction generator system with effective harmonic voltages rejection. **IET Electric Power Applications**, v. 5, n. 9, p. 697–707, November 2011. ISSN 1751-8660.

PIRBAZARI, A. M. Ancillary services definitions, markets and practices in the world. In: **Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America (T D-LA), 2010 IEEE/PES**. [S. l.: s. n.], 2010. p. 32–36.

PROFUMO, F.; BOGLIETTI, A.; GRIVA, G.; PASTORELLI, M. Space vector and sinusoidal pwm techniques comparison keeping in account the secondary effects. In: **AFRICON '92 Proceedings., 3rd AFRICON Conference**. [S. l.: s. n.], 1992. p. 394–399.

SANTANA, M. P. de; ROBERTO, B. d. A. M. J.; VERSORI, T. d. P. G.; THAIES, E. P. d. A.; WILLIAM, C. d. A. P.; CARLOS, O. Fuzzy logic for stator current harmonic control in doubly fed induction generator. In: **Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE**. [S. l.: s. n.], 2014. p. 2109–2115.

SHOSTAN, S.; DETTMANN, K. D.; PURELLKU, I.; SCHULZ, D. Harmonics and powers of doubly fed induction generators at balanced sinusoidal voltages. In: **Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC), 2010 International School on**. [S. l.: s. n.], 2010. p. 213–217.

SCHULZ, D.; HANITSCH, R.; KOMPA, T.; SAMOUR, A. Comparative power quality investigations of variable speed wind energy converters with doubly-fed induction and synchronous generator. In: **Proc. 2002 PCIM Power Quality Conf**. [S. l.: s. n.], 2002. p. 39–44.

SHI, T.; XIE, Z.; WANG, L. Harmonic current suppression for dfig based on pr controller. In: **Control Conference (CCC), 2015 34th Chinese**. [S. l.: s. n.], 2015. p. 7994–7997.

SHUKLA, R. D.; TRIPATHI, R. K.; GUPTA, S. Power electronics applications in wind energy conversion system: A review. In: **Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), 2010 International Conference on**. [S. l.: s. n.], 2010. p. 1–6.

SINGH, B.; SINGH, B. N.; CHANDRA, A.; AL-HADDAD, K.; PANDEY, A.; KOTHARI, D. P. A review of three-phase improved power quality ac-dc converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 51, n. 3, p. 641–660, June 2004. ISSN 0278-0046.

SINGH, B. N.; SINGH, B.; CHANDRA, A.; RASTGOUFARD, P.; AL-HADDAD, K. An improved control algorithm for active filters. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, n. 2, p. 1009–1020, April 2007. ISSN 0885-8977.

SONG, Y.; NIAN, H. Direct power control for dfig under unbalanced and harmonically distorted grid voltage in stationary frame. In: **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE**. [S. l.: s. n.], 2014. p. 1500–1506.

SONG, Y.; NIAN, H. Enhanced grid-connected operation of dfig using improved repetitive control under generalized harmonic power grid. **Energy Conversion, IEEE Transactions on**, v. 30, n. 3, p. 1019–1029, Sept 2015. ISSN 0885-8969.

SONG, Y.; NIAN, H. Modularized control strategy and performance analysis of dfig system under unbalanced and harmonic grid voltage. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 30, n. 9, p. 4831–4842, Sept 2015. ISSN 0885-8993.

SONG, Y.; NIAN, H. Sinusoidal output current implementation of dfig using repetitive control under a generalized harmonic power grid with frequency deviation. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 30, n. 12, p. 6751–6762, Dec 2015. ISSN 0885-8993.

SONG, Y.; NIAN, H.; HU, J.; LI, J. w. Multi-objective optimization control of dfig system under distorted grid voltage conditions. In: **Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on**. [S. l.: s. n.], 2011. p. 1–6.

SREENIVASARAO, D.; AGARWAL, P.; DAS, B. A carrier-transposed modulation technique for multilevel inverters. In: **Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) 2010 Power India, 2010 Joint International Conference on**. [S. l.: s. n.], 2010. p. 1–7.

SU, J.; SUN, D. Simplified mpcc for four-switch three-phase inverter-fed pmsm. **Electronics Letters, IET**, v. 53, n. 16, p. 1108–1109, 2017.

SUJOD, M. Z.; ERLICH, I. Harmonics and common mode voltage in a dfig with two-level and three-level npc converter using standard pwm techniques. In: **Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE**. [S. l.: s. n.], 2013. p. 1650–1655. ISSN 1553-572X.

SUJOD, M. Z.; ERLICH, I. A new protection scheme for three-level npc converter based dfig using zero state control. In: **Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT EUROPE), 2013 4th IEEE/PES**. [S. l.: s. n.], 2013. p. 1–5.

SUN, D.; HE, Z.; HE, Y.; GUAN, Y. Four-switch inverter fed pmsm dtc with svm approach for fault tolerant operation. In: **IEEE, 2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference**. [S. l.], 2007. v. 1, p. 295–299.

TENTZERAKIS, S.; PAPATHANASSIOU, S. An investigation of the harmonic emissions of wind turbines. **Energy Conversion, IEEE Transactions on**, v. 22, n. 1, p. 150–158, March 2007. ISSN 0885-8969.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. Wiley, 2011. (Wiley - IEEE). ISBN 9781119957201. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=5k4tmcVIaM0C>.

TODESCHINI, G.; EMANUEL, A. A novel control system for harmonic compensation by using wind energy conversion based on dfig technology. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE**. [S. l.: s. n.], 2010. p. 2096–2103. ISSN 1048-2334.

TREMBLAY, E.; CHANDRA, A.; LAGACE, P. J. Grid-side converter control of dfig wind turbines to enhance power quality of distribution network. In: **Power Engineering Society General Meeting, 2006. IEEE**. [S. l.: s. n.], 2006. p. 6 pp.–.

VALOUCH, V.; ŠKRAMLÍK, J.; MULLER, Z.; ŠVEC, J.; TLUSTÝ, J. Optimized half a period switching symmetry applied at grid connected four-switch converter and analytical solution of steady states. In: **IEEE. 2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition**. [S. l.], 2014. p. 125–130.

WANG, L.; KE, S. chin; CHANG, C. hao; YANG, C.-H. Evaluation of measured power-quality results of jang-bin wind farm. In: **Automatic Control Conference (CACS), 2013 CACS International**. [S. l.: s. n.], 2013. p. 445–450.

WEI, F.; VILATHGAMUWA, D. M.; CHOI, S. S. Mitigation of harmonics of dfigs in dc-microgrids. In: **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE**. [S. l.: s. n.], 2012. p. 1946–1953.

WEI, F.; VILATHGAMUWA, D. M.; CHOI, S. S.; ZHANG, X. Improved control of rotor- and load-side converters of stand-alone dfigs under nonlinear loads conditions. In: **ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE**. [S. l.: s. n.], 2013. p. 687–691.

WEI, F.; ZHANG, X.; VILATHGAMUWA, D. M.; CHOI, S. S.; WANG, S. Mitigation of distorted and unbalanced stator voltage of stand-alone doubly fed induction generators using repetitive control technique. **IET Electric Power Applications**, v. 7, n. 8, p. 654–663, September 2013. ISSN 1751-8660.

WU, J. C.; JOU, H. L.; FENG, Y. T.; HSU, W. P.; HUANG, M. S.; HOU, W. J. Novel circuit topology for three-phase active power filter. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, n. 1, p. 444–449, Jan 2007. ISSN 0885-8977.

XU, H.; HU, J.; HE, Y. Integrated modeling and enhanced control of dfig under unbalanced and distorted grid voltage conditions. **Energy Conversion, IEEE Transactions on**, v. 27, n. 3, p. 725–736, Sept 2012. ISSN 0885-8969.

XU, H.; HU, J.; HE, Y. Operation of wind-turbine-driven dfig systems under distorted grid voltage conditions: Analysis and experimental validations. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 27, n. 5, p. 2354–2366, May 2012. ISSN 0885-8993.

XU, H.; HU, J.; NIAN, H.; HE, Y. Dynamic modeling and improved control of dfig under unbalanced and distorted grid voltage conditions. In: **Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on**. [S. l.: s. n.], 2012. p. 1579–1584. ISSN 2163-5137.

XU, Y.; TOLBERT, L. M.; RIZY, D. T.; KUECK, J. D. Nonactive-power-related ancillary services provided by distributed energy resources. In: **Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE**. [S. l.: s. n.], 2007. p. 1–7. ISSN 1932-5517.

YANG, K. On harmonic emission, propagation and aggregation in wind power plants. 2015. 1–186 f. **Lulea University of Technology**, 2015.

YARAMASU, V.; WU, B.; SEN, P. C.; KOURO, S.; NARIMANI, M. High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies. **Proceedings of the IEEE**, v. 103, n. 5, p. 740–788, May 2015. ISSN 0018-9219.

YUAN, X.; BARBI, I. A soft commutated neutral-point-clamped (npc) inverter: theory and experimentation. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. Conference Proceedings 1998., Thirteenth Annual**. [S. l.: s. n.], 1998. v. 2, p. 537–543 vol.2.

- YUAN, X.; BARBI, I. A new diode clamping multilevel inverter. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual**. [S. l.: s. n.], 1999. v. 1, p. 495–501 vol.1.
- YUAN, X.; BARBI, I. A transformer assisted zero voltage switching scheme for the neutral-point-clamped (npc) inverter. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual**. [S. l.: s. n.], 1999. v. 2, p. 1259–1265 vol.2.
- YUAN, X.; BARBI, I. Zero-voltage switching for three-level capacitor clamping inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, n. 4, p. 771–781, Jul 1999. ISSN 0885-8993.
- YUAN, X.; BARBI, I. Fundamentals of a new diode clamping multilevel inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 15, n. 4, p. 711–718, Jul 2000. ISSN 0885-8993.
- YUAN, X.; BARBI, I. Soft-switched three-level capacitor clamping inverter with clamping voltage stabilization. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 36, n. 4, p. 1165–1173, Jul 2000. ISSN 0093-9994.
- YUAN, X.; BARBI, I. Zero-voltage switching for the neutral-point-clamped (npc) inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 800–808, Aug 2002. ISSN 0278-0046.
- YUAN, X.; ORGLMEISTER, G.; BARBI, I. Arcpi resonant snubber for the neutral-point-clamped (npc) inverter. In: **Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE**. [S. l.: s. n.], 1999. v. 2, p. 1157–1164 vol.2. ISSN 0197-2618.
- YUAN, X.; ORGLMEISTER, G.; BARBI, I. Arcpi resonant snubber for the neutral-point-clamped inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 36, n. 2, p. 586–595, Mar 2000. ISSN 0093-9994.
- YUAN, X.; STEMMLER, H.; BARBI, I. Evaluation of soft switching techniques for the neutral-point-clamped (npc) inverter. In: **Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE**. [S. l.: s. n.], 1999. v. 2, p. 659–664 vol.2. ISSN 0275-9306.
- YUAN, X.; STEMMLER, H.; BARBI, I. Investigation on the clamping voltage self-balancing of the three-level capacitor clamping inverter. In: **Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE**. [S. l.: s. n.], 1999. v. 2, p. 1059–1064 vol.2. ISSN 0275-9306.
- YUANG, X.; STEMMLER, H.; BARBI, I. Self-balancing of the clamping-capacitor-voltages in the multilevel capacitor-clamping-inverter under sub-harmonic pwm modulation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 16, n. 2, p. 256–263, Mar 2001. ISSN 0885-8993.
- ZHAN, P.; LIN, W.; WEN, J.; YAO, M.; LI, N. Design of lcl filters for the back-to-back converter in a doubly fed induction generator. In: **Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia), 2012 IEEE**. [S. l.: s. n.], 2012. p. 1–6.