

SERVIÇOS ANCILIARES NA APLICAÇÃO DE CONVERSORES TRIFÁSICOS DE DOIS BRAÇOS EM AEROGERADORES DFIGS: UM ESTUDO DE VIABILIDADE

Ernande E. C. Morais, Dalton de A. Honório
Universidade Federal do Ceará (UFC), Fortaleza – CE, Brasil
e-mail: ernande@dee.ufc.br, dalton@dee.ufc.br

Resumo – Este trabalho visa verificar a empregabilidade dos conversores trifásicos com apenas dois braços chaveados em comparação com suas respectivas versões de três braços, atuando como conversores do lado da rede (CLR) à estrutura *back-to-back* (B2B) normalmente empregada em aerogeradores do tipo *Doubly Fed Induction Generator* (DFIG), ou aerogeradores do tipo III. Para tanto, foi considerado três topologias clássicas de conversores empregadas nesse tipo de aplicação, nas suas versões de dois (2B) e três braços (3B) chaveados, são elas: conversor fonte de tensão (VSC), conversor com diodos grameadores (NPC) e conversor com capacitor de grameamento (FC). Com a especificação de uma situação problema em um cenário simulado com operação de uma planta real de 500 kVA, foi possível verificar que independentemente da topologia, o CLR consegue desempenhar a regulação do elo CC com a ação de filtragem harmônica e compensação de energia reativa, sem prejudicar as operações do DFIG. De fato, todas as seis estruturas apresentam comportamentos semelhantes no torque da máquina, porém para o VSC com 2B foi vista uma redução de 7,8% na oscilação da potência ativa em comparação a versão com 3B. Logo, estruturas 2B podem ser empregadas em sistemas de aerogeradores do tipo III, provendo serviços anciliares.

Palavras-Chave – Condicionamento de potência, Filtros harmônicos de potência, Integração de energia eólica.

ANCILLARY SERVICES IN THE APPLICATION OF TWO-LEG THREE-PHASE CONVERTERS IN DFIGS WIND GENERATORS: A FEASIBILITY STUDY

Abstract – This study aims to verify the employability of three-phase converters with only two switched legs compared to their respective versions with three legs, acting as grid-side converters (GSC) to the back-to-back (B2B) structure normally used in wind turbines based on Double Fed Induction Generator (DFIG), *i.e.*, type III wind turbines. For this purpose, three classic topologies of converters used in this type of application were considered, each one with their two (2B) and three-legs (3B) versions: voltage source converter (VSC), neutral point clamped (NPC), and flying capacitor converter (FC).

With the specification of a real 500 kVA plant on a simulation model, it was possible to verify that, regardless of the topology, the CLR was able to perform the regulation of the DC link with the harmonic filtering action, as well as the reactive power compensation, without harming the operations of the DFIG. In fact, all six structures present similar behavior in the machine torque, however for the VSC with 2B a 7.8% reduction in the active power oscillation was seen compared to its 3B version. Therefore, 2B structures can be used in type III wind turbine systems, providing ancillary services.

Keywords – Power conditioning, Power harmonic filters, Wind energy integration.

I. INTRODUÇÃO

Ao longo dos anos, as plantas convencionais de geração eólica de energia elétrica foram sendo aprimoradas em relação aos recursos de gerenciamento da potência, bem como de suportabilidade à distúrbios elétricos, visando uma integração segura com os sistemas de transmissão e distribuição de energia. De fato, o que era visto como tendência se torna cada vez mais realizável, sendo a viabilidade um parâmetro importante a ser analisado constantemente ao passar dos anos [1]. Tal integração tem garantido a entrega de uma energia quase ininterrupta e imune à vários distúrbios, com uma capacidade de restauração rápida, suave e com uma certa previsibilidade. Nesse sentido, o aumento das plantas eólicas de geração de eletricidade tem instigado melhorias tecnológicas, seja na capacidade de geração e gestão de energia elétrica por unidade de turbina ou no provimento de serviços anciliares em prol de uma melhor qualidade de energia [2]. A preocupação com o condicionamento de potência, para a entrega de uma energia de melhor qualidade para o consumidor final, tem crescido também com o aumento do consumo de energia elétrica, principalmente do setor elétrico residencial, intensificando a presença de um cenário de geração distribuída. Dentre os distúrbios de maior ocorrência, são os harmônicos de corrente e tensão provenientes de cargas não-lineares, os mais percebidos, seja em sistemas elétricos a nível de distribuição, como também a nível de geração [3]. No que diz respeito aos geradores eólicos baseados em máquinas de indução duplamente alimentadas, ou DFIGs (turbina tipo III [4], Figura 1), há inúmeros trabalhos que investigam a geração de harmônicos por essas máquinas sob diversas

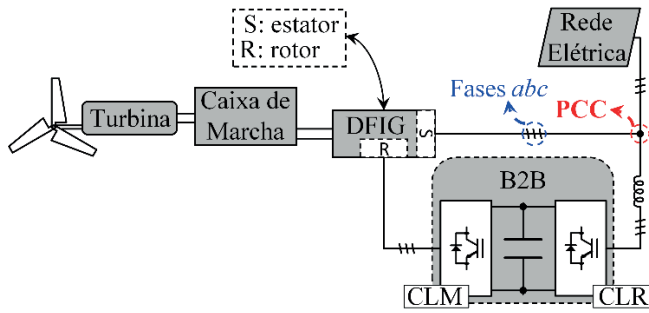


Fig. 1. Aerogerador baseado em DFIG.

condições de operação, bem como as formas de mitigá-los.

Este tipo de turbina tem a capacidade de operar com velocidade variável, com o conversor B2B sintetizando no máximo 30% da potência nominal da máquina (DFIG), caracterizando esse modelo de turbina como uma solução interessante em relação aos custos e benefícios, sendo uma opção melhor, em termos de flexibilidade de operação com velocidade variável do vento, do que as turbinas do tipo I e do tipo II [4], e uma opção mais econômica do que a turbina do tipo IV [4], por não precisar de um conversor *full power* de mesma potência da máquina.

De fato, vários cenários e condições operacionais, com a turbina do tipo III são apresentados em estudos, envolvendo a análise e resolução de problemas associados, diretamente ou indiretamente, aos harmônicos provenientes do DFIG, da rede elétrica ou de cargas próximas instaladas [5]. A compensação desses harmônicos é tema de diversas propostas através do uso da estrutura B2B, controlando a operação do DFIG em relação a rede elétrica [6-8]. Algumas dessas soluções se restringem ao uso de técnicas de controle dedicadas a mitigação dos harmônicos [9-11]. Há também estudos que avaliam a viabilidade em relação a mitigação de harmônicos, porém em uma ótica geral, avaliando um estudo de caso, dentro do âmbito de diversas considerações pertinentes [12-14].

Com base nesses cenários, este trabalho visa submeter seis topologias de CLR em uma mesma condição de operação para uma mesma estrutura de aerogerador, a fim de realizar um estudo de viabilidade do ponto de vista das implementações das topologias de dois braços na mitigação ativa de harmônicos e compensação de potência reativa. Assim, ao invés de uma análise geral de uma solução particular, realizar-se-á uma análise particular em uma solução geral. Para tanto, é considerado a operação da turbina do tipo III com potência nominal de 500 kVA em uma condição de rede elétrica de 690 V/60 Hz, sem o uso do transformador de acoplamento dentro do software de simulação. Essa condição de operação é uma tendência mercadológica, apresentada por algumas empresas do setor eólico, quanto ao uso de máquinas com tensão nominal do estator alta, sendo ideal para casos de parques eólicos instalados em um raio de até 5 km das subestações [15]. As análises são realizadas a partir de três casos: CLR com conversor fonte de tensão (VSC) de dois níveis (2N), depois com o conversor com diodos grameadores (NPC) e, por fim, com o conversor com capacitor de grameamento (FC). Para cada caso, o desempenho do CLR, bem como da turbina, é avaliado entre a estrutura padrão trifásica com três braços chaveados (3B) e sua respectiva versão com quantidade reduzida de chaves, usando apenas dois braços chaveados (2B).

II. TOPOLOGIAS ANALISADAS

As topologias abordadas para o CLR, em suas estruturas com chaves reduzidas (2B) são apresentadas na Figura 2. Nota-se que as fases *a* e *b* são conectadas aos braços chaveados, enquanto a fase *c* é diretamente conectada ao ponto médio do barramento CC. Já nas estruturas 3B, a fase *c* é conectada a um terceiro braço chaveado [16]. Os métodos de modulação aplicados às topologias 2N, NPC e FC são diferentes entre si, mas entre as estruturas 2B e 3B, correspondentes a mesma topologia, o método de modulação é o mesmo, diferindo na aplicação da modulação à fase *c*, como pode ser visto na Figura 3.

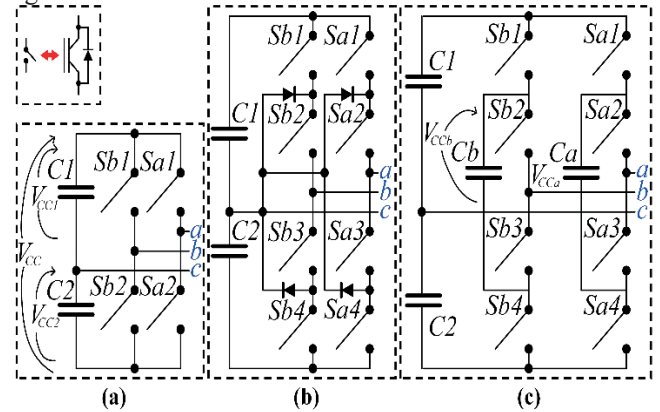


Fig. 2. Estruturas 2B: 2N2B (a), NPC2B (b) e FC2B (c).

O método de modulação adotado tanto para o 2N2B quanto para o FC2B é baseado em [17-19]. Com base na Figura 2, após uma análise dos estados de comutação das chaves do 2N e do FC para ambas as versões 2B e 3B, considerando positiva a corrente que entra no conversor, são elaboradas tabelas verdade dos parâmetros *sign()*, *hys()* e *dif()*, definidos em (1).

$$\begin{cases} \text{sign}(X) = 0 \Rightarrow X \leq 0; \text{sign}(X) = 1 \Rightarrow X > 0 \\ \text{dif}(X - Y) = 0 \Rightarrow X \leq Y / \text{dif}(X - Y) = 1 \Rightarrow X > Y, (1) \\ \text{hys}(X) = 0 \Rightarrow X < -\text{lim}; \text{hys}(X) = 1 \Rightarrow X > \text{lim} \end{cases}$$

onde, *X* e *Y* - variáveis quaisquer; *sign()*, *dif()* e *hys()* - funções sinal, comparação e histerese, respectivamente; e *lim* - limite da banda de histerese, sendo adotado um valor de 0,01.

A função *sign()* é aplicada às tensões de linha do PCC, $v_{S(ac, bc)}$, para o FC2B, ou de fase, $v_{S(a, b, c)}$, para o FC3B, e às correntes nos terminais do conversor, $i_{C(a, b, c)}$, já a *hys()* é aplicada aos erros entre os sinais de referência do controle do CLR e as correntes do CLR, $\Delta i^*_{C(a, b, c)}$, e por fim a *dif()* é aplicada às diferenças entre as tensões sobre os capacitores grameadores do FC e a metade da tensão do barramento CC, $v_{CC(a, b, c)} - v_{CC}/2$, seguindo a metodologia de [17-19]. Assim, é determinado o estado das chaves $S_{(a, b, c)1}$, para o 2N, e $S_{(a, b, c)1}$ e $S_{(a, b, c)2}$, para o FC. As demais chaves, nos respectivos braços, terão atuação complementar ($S_{(a, b, c)2}$ com $S_{(a, b, c)1}$, para o 2N, e $S_{(a, b, c)4}$ e $S_{(a, b, c)3}$ com $S_{(a, b, c)1}$ e $S_{(a, b, c)2}$, respectivamente, para o FC).

Com base nas funções em (1) e na Figura 2, as expressões booleanas de S_{a1} e S_{a2} do FC2B, por exemplo, são obtidas e simplificadas, resultando em um circuito combinacional de portas AND e OR aplicadas aos parâmetros em (1), como descrito em [17-19]. Já para o 2N, a expressão booleana que descreve os estados de comutação da chave S_{a1} , no caso do 2N2B, por exemplo, se resume a uma histerese com saída barrada, Figura 3.

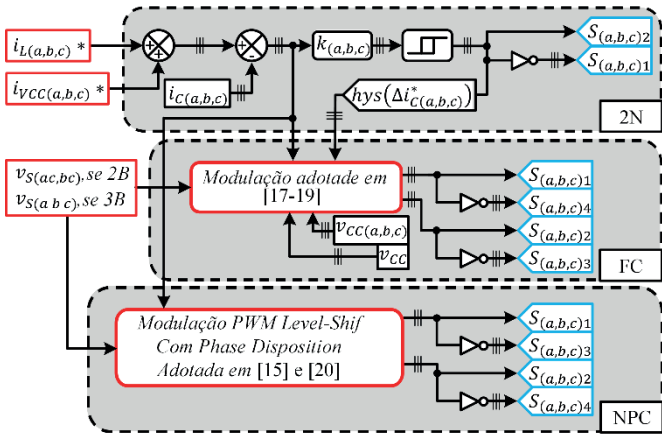


Fig. 3. Lógicas de modulação aplicadas às topologias 2N, FC e NPC, tanto para as estruturas 2B quanto 3B.

O método de modulação adotado para o NPC2B é a *Level-Shifted Multicarrier Pulse Width Modulation* com *Phase Disposition*, tal como em [20], com frequência máxima de comutação de 20 kHz. A modulação é baseada nas equações de malha do CLR, tendo a fase *c* como referência, usando as tensões de linha, definidas em (2). Para o NPC3B, a modulação em [20] é modificada, tal como [15], para o uso das tensões de fase, com base nas equações de malha descritas do CLR.

$$v_{Sac} = v_{ac} + R \cdot (2 \cdot i_{ca} + i_{cb}) + L \cdot \frac{d(2 \cdot i_{ca} + i_{cb})}{dt} \quad (2)$$

$$v_{Sbc} = v_{bc} + R \cdot (2 \cdot i_{cb} + i_{ca}) + L \cdot \frac{d(2 \cdot i_{cb} + i_{ca})}{dt}$$

onde, *R* e *L* - impedância dos filtros de entrada; $v_{(ac,bc)}$ - tensões de linha nos terminais do CLR, entre as fases *a* e *b* referidas a *c*.

Os sinais $i_{L(a,b,c)}^*$ e $i_{VCC(a,b,c)}^*$ são obtidos da estratégia de condicionamento de potência e da regulação da tensão do barramento, como mostrado a seguir.

III. ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO CLR

O CLR deverá atuar como um filtro ativo, além de regular a tensão do barramento CC. Assim, com base na teoria de potência instantânea [3], a estratégia de compensação de harmônicos de corrente e de energia reativa excedente, bem como a regulação do barramento CC, será a mesma para as seis estruturas analisadas como CLR. O condicionamento de potência visa compensar os harmônicos e o reativo excedente, provenientes do próprio aerogerador e de um sistema representativo de consumidores finais, em um sistema de geração distribuída conectados próximos ao coletor principal de um parque eólico. Com essas ações auxiliares do CLR, dando uma resposta rápida às variações de demanda de reativo por parte dos consumidores, o aerogerador pode operar com potência reativa quase fixa ou nula.

A. Sincronização

O método de sincronização, baseado em um *Phase-Locked Loop* (PLL), é aplicado às tensões $v_{S(a,b,c)}$, Figura 4, para a obtenção dos ângulos de fluxo do estator e de escorregamento, usados na estratégia de controle do CLM. O método de sincronização da Figura 4 pode também ser usada na extração das componentes $i_{S(a,b,c)1}$, se aplicado às correntes $i_{S(a,b,c)}$ [3]. O compensador PI do PLL possui um ganho proporcional (K_p) de 120 e um ganho integral (K_i) de 3300 s^{-1} .

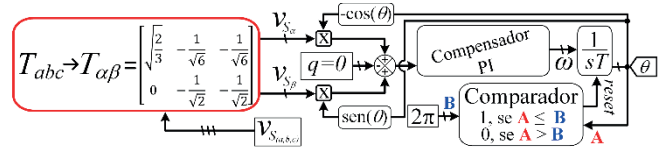


Fig. 4. PLL aplicado às tensões no PCC.

O ângulo θ , também é usado para gerar os sinais $\sin(\omega t)$, $\sin(\omega t - 2\pi/3)$ e $\sin(\omega t + 2\pi/3)$, em fase com as tensões $v_{S(a,b,c)}$, que serão utilizados na estrutura de controle para a regulação do elo CC do B2B, para que o fator de potência do CLR seja unitário ao realizar tal ação de regulação.

B. Condicionamento de Potência

Dentre os inúmeros serviços auxiliares que um aerogerador pode disponibilizar estão a compensação de harmônicos e de reativo pelo CLR [1] e [21]. A Figura 5 ilustra a estratégia para o condicionamento de potência aplicada ao CLR.

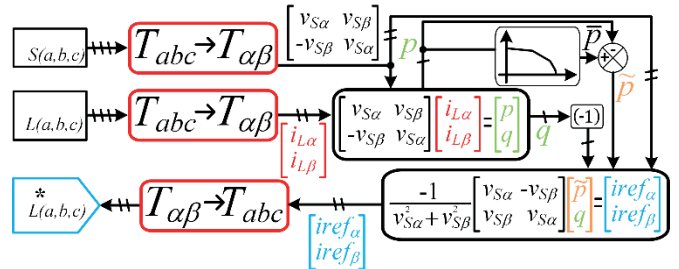


Fig. 5. Estratégia para compensação de harmônicos e reativo.

Ela consiste em obter as componentes oscilantes da potência ativa e reativa, responsáveis pelos harmônicos de corrente, supondo a tensão no PCC livre de harmônicos. Essa estratégia também obtém a parcela constante da potência reativa. Ou seja, essa estratégia de condicionamento de potência visa corrigir o fator de potência real no PCC, do ponto de vista da rede elétrica. As tensões de fase no PCC e as correntes do sistema de cargas mais o estator do DFIG, $i_{L(a,b,c)}$, assim como as correntes do CLR, $i_{C(a,b,c)}$, são aplicadas à metodologia da teoria de potência instantânea para a determinação das referências de compensação dos harmônicos e reativo, i_{ref_a} , i_{ref_b} e i_{ref_c} , Figura 5. As correntes $i_{L(a,b,c)}$ são medidas por sensores de corrente, posicionados de forma a capturar as correntes de linha resultantes do estator do DFIG e de um sistema de cargas não-lineares, representando os consumidores instalados próximo à turbina, por fase, enquanto as tensões $v_{S(a,b,c)}$ são medidas por sensores de tensão posicionados no PCC. Desta forma, o CLR tende a compensar harmônicos e excedentes reativos que podem se originar do DFIG ou de grupos específicos de cargas consumidoras localizadas na circunvizinhança da turbina. A malha de compensação das componentes de $i_{L(a,b,c)}$ responsáveis pelos harmônicos e excedente reativo é fechada com a comparação com as correntes de linha do CLR, através de sensores posicionados nos seus terminais CA. Os resultados para avaliação de desempenho da estratégia de condicionamento de potência são obtidos das tensões $v_{S(a,b,c)}$ e das correntes $i_{S(a,b,c)}$, correntes de linha que fluem para a rede a partir do PCC.

C. Regulação do Elo CC

A estratégia da regulação do barramento CC, Figura 6, baseada em [19], visa ajustar o nível de tensão do barramento na referência especificada, mantendo um balanço equilibrado

das cargas nos capacitores $C1$ e $C2$ (2200 μF , cada), da Figura 2. Em condições ideais, as componentes de corrente necessárias para a regulação do barramento CC (tendo uma tensão $V_{CC}/2$ sobre cada capacitor) serão senoidais e sem nível CC, estando o CLR com tensões balanceadas em seus terminais. Os filtros passa-baixa, nas faixas 5 e 6, consistem em filtros Butterworth de 2ª ordem, com frequência de 60 Hz. Tanto para a estratégia de controle do CLM quanto do CLR, o método clássico de magnitude ótima, para ajuste dos compensadores PI, foi empregado, resguardando algumas considerações quanto a planta proposta, de forma que os mesmos ganhos dos compensadores foram adotados para os seis casos abordados (topologias 2N, NPC e FC, nas estruturas 2B e 3B) [22]. Foram usados os mesmos ganhos para o compensador PI do regulador de tensão em todas as topologias, independente da estrutura. A constante de tempo de integração usada foi de $K_i = 100 \text{ s}^{-1}$ e um $K_p = 1,0$.

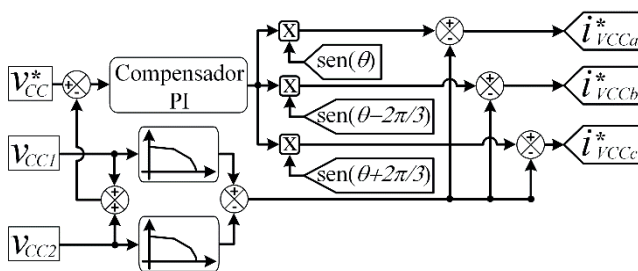


Fig. 6. Estratégia para regulação de tensão do barramento CC.

IV. ESTUDO DE CASO

A Figura 7 ilustra a situação problema na qual serão empregados os conversores em análise. Nela, a topologia do CLM está mostrada, uma vez que será a mesma para todos os seis casos de topologias adotadas para o CLR. Como o CLM está conectado diretamente aos terminais do rotor do DFIG, não foi usado nenhum filtro de linha nos seus terminais CA. Já no CLR, os terminais CA são conectados à rede através de filtros de linha do tipo RL série (10 mΩ/500 μH). O CLM opera com modulação PWM senoidal, com frequência de comutação de 10 kHz. A situação problema sugere um caso de geração distribuída, em que um grupo de cargas são conectadas junto ao coletor principal do parque eólico, ou nesse caso, conectadas diretamente aos terminais do estator do DFIG.

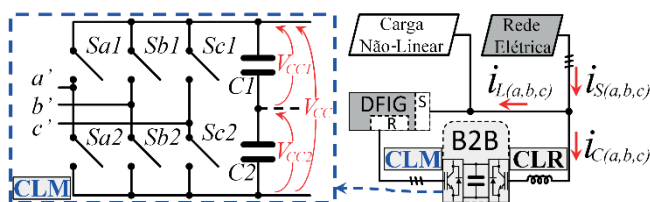


Fig. 7. Situação problema considerada para a análise comparativa.

O PCC é considerado com uma tensão de linha de 690 V / 60 Hz e uma impedância de linha, $Z_S = 0,057 \Omega$, é considerada entre o PCC e o barramento infinito da rede. A potência nominal do DFIG é de 500 kVA, com resistências estática e rotórica de 0,0054 p.u. e 0,00607 p.u., respectivamente, uma indutância de magnetização de 4,362 p.u., e indutâncias de dispersão no estator e rotor de 0,108 p.u. e 0,110 p.u.,

respectivamente. O sistema de carga adotado (retificador trifásico não-controlado, carga não-linear) é de 612,5 kVA. Os valores de referência adotados para as potências ativa e reativa entregues pelo estator do DFIG são -415 kW e 0 VAR, respectivamente. Para os ensaios de simulação, foi considerada uma condição de operação da turbina em velocidade fixa com coeficiente de potência de 28 %, entre a potência extraída e a disponibilizada pelo vento. Ademais, a referência de tensão do elo CC do B2B é de 2,5 kV. A análise da situação problema é dividida em três etapas: Etapa 1 (E1), considera-se a carga não-linear desconectada do PCC. Logo, as correntes da carga são devidas somente ao estator do DFIG e o controle do CLR age somente na regulação da tensão do elo CC. O modelo e condição de simulação adotados para o DFIG não apresentam harmônicos de corrente espaciais e temporais relevantes, assim qualquer harmônico perceptível advém do chaveamento do B2B. Nessa etapa também não existe valor de potência reativa considerável, pois o CLM regula as potências sintetizadas no estator do DFIG em -415 kW e 0 VAR. Na Etapa 2 (E2), a carga é conectada, porém, o controle do CLR continua regulando apenas a tensão do elo CC propositalmente, evidenciando a ação de condicionamento de potência na próxima etapa. Por fim, Na Etapa 3 (E3), com a carga conectada, o sistema de controle do CLR passa a atuar plenamente, compensando os harmônicos de corrente e a potência reativa proveniente da carga, além de manter a tensão do elo CC em 2,5 kV.

V. RESULTADOS E DISCURSÃO

A seguir, em cada etapa descrita anteriormente e para cada topologia adotada para o CLR, serão apresentados e analisados os resultados quanto às correntes da rede (i_S), CLR (i_C) e arranjo carga mais DFIG (i_L); o fluxo de potência entre o PCC e a rede; a potência no estator do DFIG e seus torques mecânico e elétrico; a tensão no elo CC; e as distorções harmônicas totais de tensão no PCC (DHT_v) e corrente da rede (DHT_i).

A. Resultados das Correntes

Os resultados de corrente, figuras 8, 9 e 10, são mostrados para as fases a e c , visto que para a fase b os resultados foram idênticos a fase a e se faz necessário avaliar a fase c entre as estruturas 3B e 2B (onde a fase c é conectada diretamente ao ponto médio do elo CC).

A Figura 8 mostra as correntes i_S , i_C e i_L para o CLR com topologia 2N2B e 2N3B. Nota-se em E1 que i_S e i_L , tanto na fase a quanto c , estão em fase e são similares quanto a forma de onda, devido ao baixo conteúdo harmônico (próprio do chaveamento do B2B) com a ausência da carga não-linear. A distinção entre i_S e i_L está na amplitude, pois em E1 o CLR opera apenas para manter o nível de tensão do elo CC em 2,5 kV, ou seja, o CLR consome só potência ativa para a regulação CC. Na fase c , com o 2N2B, observa-se que a diferença de amplitude entre i_S e i_L é imperceptível em E1, pois a conexão direta da fase c ao elo CC dificulta uma ação mais efetiva de forçar a corrente em c ser uma senoide em fase com a tensão na fase c . Essa característica faz com que i_C na fase a não esteja exatamente em fase com i_S e i_L , com o 2N2B em relação ao 2N3B. Esse comportamento é observado em E2, com a peculiaridade de que a distinção de amplitude entre i_S e i_L com

o 2N3B é imperceptível nas fases. Como em $E2$ o CLR ainda não age como filtro ativo, o aumento do DHT_v no PCC com a

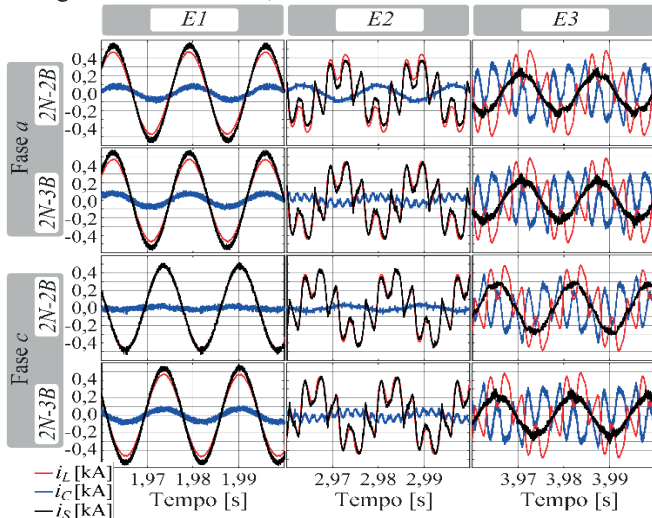


Fig. 8. Correntes nas fases a e c , para o 2N-2B e 2N-3B.

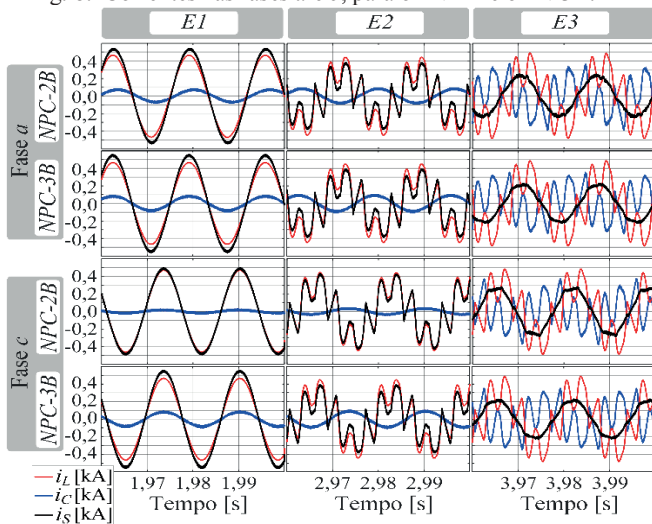


Fig. 9. Correntes nas fases a e c , para o NPC-2B e NPC-3B.

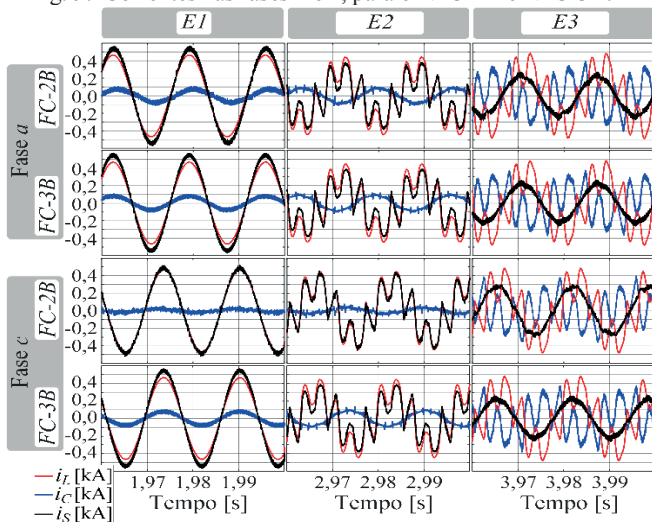


Fig. 10. Correntes nas fases a e c , para o FC-2B e o FC-3B.

inserção da carga não-linear, aumenta significativamente o valor eficaz das componentes harmônicas de corrente do CLR como 2N3B em relação ao 2N2B. Por outro lado, em $E3$ é notada a efetividade da filtragem harmônica, em ambas as

fases e topologias, com o retorno de i_S a forma de onda senoidal.

Nessa última etapa, observa-se a redução em amplitude de i_S em relação a $E1$ devido a potência demanda pela carga não-linear.

Na Figura 9 são observadas as mesmas características pontuadas para a Figura 8, mas com algumas nuances. Com base na Figura 16, as $DHT_v(s)$ com o NPC2B e com o NPC3B são próximas e inferiores ao obtido com o 2N3B. Assim, o valor eficaz das componentes harmônicas de corrente consumidas pelo CLR é baixo para ambas as topologias NPC. Outro detalhe é que a ação não ativa de compensação na fase c provoca uma compensação harmônica fraca em i_C , percebida por um achatamento de pico na forma de onda

Por fim, na Figura 10 são mostrados os resultados de corrente com o CLR ora como FC2B ora como FC3B. Com a topologia FC são observados resultados de correntes similares aos obtidos com a topologia NPC. Contudo, devido a presença de capacitores flutuantes em substituição aos diodos de grampeamento do NPC, há uma suavização nos picos da forma de onda de i_C em $E3$. Assim, as figuras 8, 9 e 10 mostraram a eficácia da ação de filtragem dos harmônicos de corrente atribuída ao controle do CLR.

B. Resultados das Potências Elétricas

Para evidenciar o comportamento das potências elétricas no estator do DFIG, perante as ações de controle do CLR, foram analisadas as potências instantâneas ativa, Figura 11, e reativa, Figura 12, sintetizadas pelo estator, para os seis casos em análise.

Avaliando as formas de onda para as topologias 2N2B e 2N3B nas Figuras 11 e 12, é possível perceber que com ambas as topologias a potência ativa (p_s) se mostra mais oscilatória em $E3$, quando há atuação plena do controle do CLR. Para p_s e a potência reativa (q_s), podemos observar que a estrutura 2B opera com oscilações menores nas três etapas. De fato, foi calculado em $E3$ uma oscilação de 7,8% para p_s e 12,2% para q_s menores com o 2N2B em relação ao 2N3B. Observando a Figura 13, que mostra o fluxo de potências ativa, reativa e aparente entre o PCC e a rede para os seis casos analisados, ambas as topologias 2N2B e 2N3B reduzem os níveis de potência na rede. Particularmente, na $E3$ é possível ver que a ação de controle do CLR consegue compensar a potência ativa oscilante e potência reativa da carga e do estator, todavia, a estrutura 2N3B consegue reduzir mais a potência ativa oscilante do que a estrutura 2N2B, fato esse evidenciado pelo nível da potência aparente em torno de 200 kVA com o 2N2B e abaixo de 200 kVA com o 2N3B. Por outro lado, na $E2$, é a estrutura 2N3B que apresenta uma maior potência aparente demandada. Esse fato reforça a observação feita para os resultados de corrente, sobre o efeito do DHT_v , Figura 16, ser maior para o 2N3B do que para o 2N2B na $E2$. Ou seja, sem a ação de filtragem harmônica na $E2$, o CLR como 2N3B apresenta um consumo de potência ativa oscilante maior do que como 2N2B.

Para o CLR com as topologias NPC, é possível perceber das Figuras 11 e 12 que, nas três etapas, p_s e q_s seguiram suas respectivas referências (p^*_s e q^*_s). Percebe-se, ainda, que as oscilações destas potências com o NPC3B são menores do que com o NPC2B na $E3$. Além disso, da Figura 13, observa-se

que o CLR como NPC3B conseguiu reduzir o fluxo de potência ativa oscilante mais do que como NPC2B, refletindo

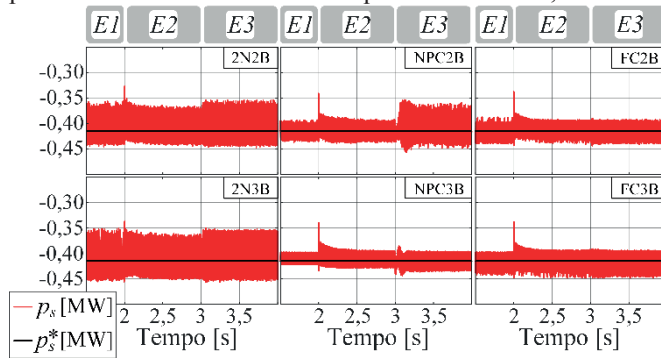


Fig. 11. Potência ativa (p_s) e sua referência (p_s^*), no estator.

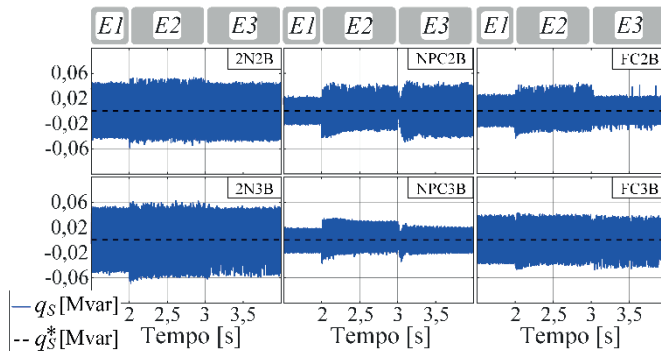


Fig. 12. Potência reativa (q_s) e sua referência (q_s^*), no estator.

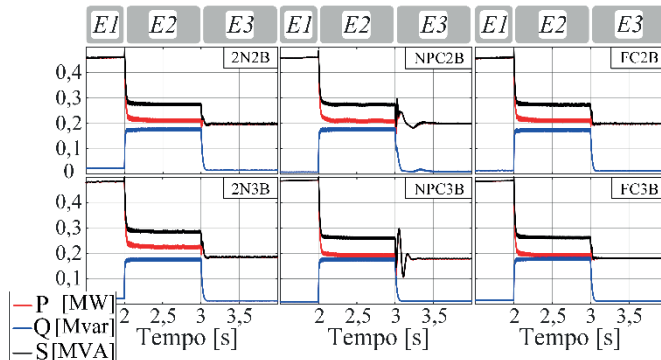


Fig. 13. Fluxos de potência ativa, reativa e aparente entre PCC e rede.

em um menor fluxo de potência aparente. Ainda das Figuras 11 e 12, agora para o CLR com as topologias FC, observa-se oscilações de p_s de 0,05 MW, com FC2B, e 0,06 MW, com FC3B, e de q_s de 0,04 MVar, com FC2B, e 0,08 MVar, com FC3B, na E3. Com relação aos fluxos de potência entre PCC e a rede, Figura 13, observou-se resultados similares aos obtidos com as topologias NPC. A energia reativa que flui entre o PCC e a rede, na E3, é a mesma para os seis casos abordados, demonstrando que a potência aparente que circula no sistema é composta principalmente pela componente ativa. É possível perceber, então, que o uso dos conversores multiníveis tendeu a diminuir as oscilações de p_s e q_s , mas, de uma forma geral, o impacto negativo nessas oscilações com o uso de estruturas 2B, em relação as estruturas 3B, pode ser desconsiderado, dependendo dos requisitos adotados para a rede elétrica local. Além disso, observou-se uma possibilidade de aumentar a capacidade de fluxo de potência nas linhas, devido a ação local no PCC do condicionamento de potência

pele CLR. Esta ação foi satisfatória nos seis casos analisados. Do ponto de vista da rede, pode-se concluir uma melhoria da

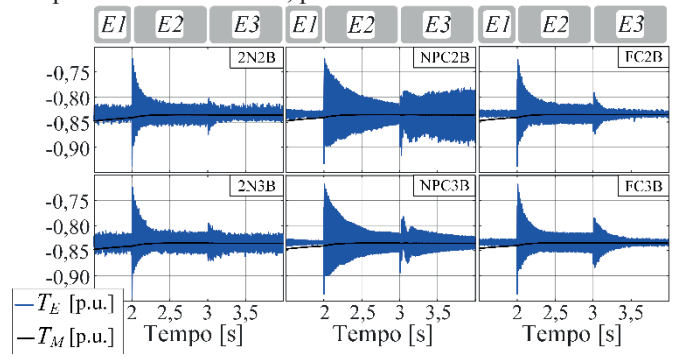


Fig. 14. Torque elétrico (T_E) e mecânico (T_M) do DFIG.

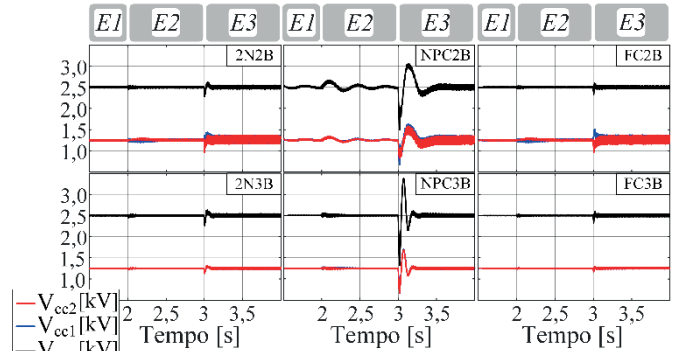


Fig. 15. Tensões no elo CC V_{cc} , V_{cc1} e V_{cc2} .

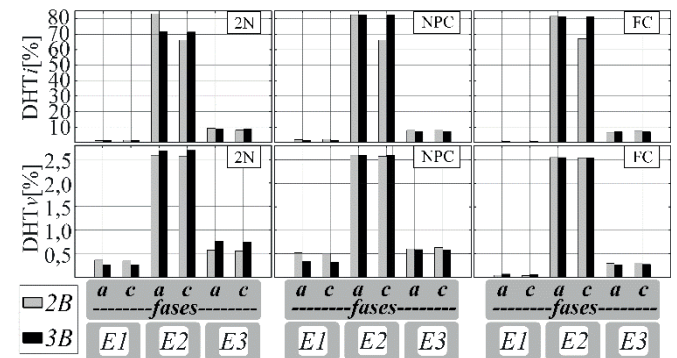


Fig. 16. DHT_s e DHT_v nas fases do PCC/rede nas etapas de simulação.

qualidade de energia do PCC relativa a um aumento do FP real.

C. Resultados dos Torques, Tensão do Elo CC e das DHTs

Do ponto de vista das oscilações dos torques elétrico e mecânico, Figura 14, todas as seis estruturas de conversores adotadas apresentam comportamentos semelhantes. Isso reforça o fato de que a ausência de um terceiro braço nas topologias consideradas não interfere na operação do DFIG. Para os cenários considerando os conversores 2N e FC, a variação dos torques na E3 ficaram limitadas em 0,02 p.u. e 0,015 p.u., respectivamente. Por outro lado, com o NPC2B, mesmo com baixa oscilação de torque mecânico, houve uma maior variação no comportamento do torque elétrico

A estratégia de regulação de tensão do elo CC, aplicada às seis estruturas, se mostrou eficaz quanto a capacidade de regular o nível de tensão do elo CC em sua referência, 2,5 kV, além de manter o equilíbrio de carga sobre os capacitores C_l

e C2 (Figura 2) para as estruturas 2B (verificado através dos seus níveis de tensão mantidos em 1,25 kV), como mostra a Figura 15. Com o CLR processando mais potência na E3, nota-se um aumento na amplitude de oscilação de tensão no elo CC para as seis topologias consideradas. Ressalta-se que a topologia NPC requer uma otimização no seu controle quanto aos níveis de oscilação da tensão CC e duração do tempo de acomodação, em relação a sua resposta às dinâmicas de potência na rede (da E1 para E2) e de modo de atuação do seu controle (da E2 para E3). As tensões sobre os capacitores flutuantes (C_a , C_b e C_c , de 470 μF , cada), em FC2B e FC3B, tiveram o mesmo nível de oscilação visto nos capacitores C1 e C2.

A Figura 16 resume os resultados de DHT_i e DHT_v , nas três fases, para a seis estruturas usadas como CLR. É possível notar, que as estruturas 2B, independente da topologia, conseguem um desempenho similar às estruturas 3B, causando uma redução em torno de 80% dos DHT_i e DHT_v nas três fases entre a E2 e a E3.

VI. ANÁLISE COMPARATIVA

As vantagens em um sistema com menos dispositivos eletrônicos são mais proeminentes do ponto de vista econômico, contudo, as desvantagens existem e elas se fazem mais perceptíveis nos aspectos operacionais. O ponto negativo mais relevante é o fato de que as estruturas 2B forçam a operação do conversor B2B com um nível de tensão no elo CC de pelo menos duas vezes o valor de pico da tensão de linha no PCC (ou nos terminais do CLR). Tal ponto obriga o uso de chaves e/ou topologias para o CLM mais adequadas para tensões maiores. Por outro lado, o uso de topologias multiníveis para o CLM ajuda a reduzir o conteúdo harmônico devido ao seu chaveamento e que é induzido no estator pelo circuito do rotor.

Alguns conjuntos inversores comerciais são elaborados com barramento CC dividido, geralmente com dois capacitores em série. Essa característica permite que em um mesmo projeto de inversor de 3B as estruturas 2B tenham uma maior capacitância equivalente. Esse ponto permite afirmar, com base no equilíbrio de potência em (5) [23], que para um mesmo *ripple* de tensão no barramento CC, entre as estruturas 2B e 3B, seria necessária uma mesma capacitância equivalente, o que compensaria em parte a elevação de custo associado à necessidade de capacitores de maior tensão nominal para o 2B.

$$\begin{cases} \tilde{P}(t) = [v_{SaN} & v_{SbN} & v_{ScN}] \cdot \begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{bmatrix} = C \cdot V_{CC} \cdot \frac{dV_{CC}}{dt}, & (3) \\ \Delta V_{CC} = \frac{(\int \tilde{P}(t) \cdot dt)_{MAX} - (\int \tilde{P}(t) \cdot dt)_{MIN}}{C \cdot V_{CC}} \end{cases}$$

onde: $\tilde{P}(t)$ – é a potência requerida para a manutenção do barramento CC; C – é a capacitância equivalente do barramento CC; V_{CC} – tensão do barramento CC; ΔV_{CC} – ondulação estabelecida para V_{CC} .

Com base em [24], o *ripple* de corrente (Δi), através dos filtros indutivos de linha nos terminais de entrada do CLR, gerado pela comutação das chaves do CLR com estrutura 3B, pode ser dado por (4). Assim, a partir de (4), para uma mesma frequência de chaveamento do CLR (f_{SW}) e mesmo Δi , pode

ser verificado que a indutância de linha para as estruturas 2B é duas vezes maior do que para as estruturas de 3B.

$$\Delta i = \frac{V_{CC}}{6 \cdot L \cdot f_{SW}}, \quad (4)$$

onde: V_{CC} – tensão no barramento CC. Para as estruturas 2B e 3B tem-se: $(V_{CC})_{2B} = 2 \cdot (V_{CC})_{3B}$; L – indutância do filtro de linha; f_{SW} – frequência de chaveamento do CLR.

Para as estruturas 2B é necessário um barramento CC dividido, o que obriga o uso de no mínimo dois capacitores e dois circuitos de medição e condicionamento de sinal, para o monitoramento da tensão do barramento e balanceamento das cargas entre os capacitores. Com uma tensão maior no barramento CC, os filtros de linha devem ser dimensionados para uma maior capacidade de potência para o 2B.

A relação entre as perdas por chaveamento das estruturas 2B e 3B, independente da topologia, é de 2/3. Ou seja, as perdas por comutação para as estruturas 2B são menores. Embora as estruturas 2B requeiram chaves com maiores capacidades de tensão de bloqueio e dissipação de energia, para uma mesma tensão aplicada ao barramento CC, as chaves com maiores capacidades nominais, usadas nas estruturas 2B, apresentam menos perdas por condução e um maior tempo médio entre falhas e uma maior expectativa de vida útil.

Além dos custos operacionais serem menores, com relação apenas ao quantitativo reduzido das chaves, o custo de implementação de toda a malha de potência do conversor B2B pode ser ainda menor para as estruturas 2B, dependendo da faixa de tensão de bloqueio das chaves e suas potências nominais de operação. Além disso, se outros itens necessários para a operação do conversor são levados em consideração, como a quantidade de *drivers*, circuitos *snubbers*, necessidade de fontes auxiliares de menor potência, por exemplo, o custo de investimento de estruturas 2B pode reduzir ainda mais em comparação com as estruturas 3B, [25].

Os riscos de falha do sistema, devido à quantidade reduzida de chaves, aumentam para as estruturas 2B, podendo ocasionar na perda parcial ou total tanto do conversor B2B quanto da turbina, quando sistemas redundantes de proteção não são usados. Além disso, o nível de isolamento contra a propagação de distúrbios, oriundos do rotor do DFIG ou da rede, pelo conversor B2B é inferior com as estruturas 2B. Tais falhas podem levar ao desligamento da unidade de aerogeração, sendo um ponto de incentivo a realocação total ou parcial dos custos economizados com a aplicação de estruturas 2B ao conversor B2B para a implementação de circuitos extras de proteção e filtragem.

VII. CONCLUSÕES

O intuito de apresentar, de forma condensada, os resultados e discursões sobre a viabilidade técnica de estruturas com chaves reduzidas (2B) para agirem como CLR, com potencial de prover certos serviços auxiliares, em turbinas eólicas do tipo III, em um possível cenário de geração distribuída, foi alcançado. As análises se concentraram em três topologias, cuja teoria e resultados experimentais de operação estão bastante sedimentados na comunidade acadêmica e técnica. Dentre as topologias abordadas, a 2N e a NPC têm grande destaque no mercado de inversores industriais e para a aplicação em plantas eólicas. Nesse contexto, este trabalho

mostrou que, independentemente da estrutura (2B ou 3B), o CLR conseguir desempenhar a sua funcionalidade básica (regulação do elo CC), em concomitância com uma ação de filtragem ativa, sem prejudicar as operações do DFIG e CLM, usando a mesma estratégia de condicionamento de potência e regulação de tensão do elo CC.

O desempenho da filtragem harmônica e compensação reativa entre as estruturas 2B e 3B foram similares, diferindo muito pouco nas três fases. Em alguns parâmetros, as estruturas 2B foram ligeiramente melhores, sendo um reflexo do uso de menos chaves, com a conexão direta da fase *c* do PCC ao elo CC. Por fim, as limitações de operação e os custos reduzidos inerentes ao uso de menos chaves, associados não só a quantidade das chaves em si, mas também ao uso de menos componentes para atuação das chaves e supressão de picos de tensão, além de requerer menos potência para a sua alimentação auxiliar, por exemplo, foram justificados e comparados com as estruturas 3B. Com isso, foram pontuados os aspectos positivos e negativos das estruturas 2B comparadas as respectivas estruturas 3B. Diante dos resultados e discursões apresentados, conclui-se que as estruturas 2B podem substituir as estruturas 3B no CLR, em sistemas de aerogeração do tipo III, sem perda significativa de desempenho de operação e com possibilidade de redução significativa dos custos de investimento, operação e manutenção do conversor *B2B*. Tais vantagens das estruturas 2B, se tornam mais relevantes para topologias multiníveis, que usam grande quantidade de semicondutores por braço conectado a fase (e elementos armazenadores de energia, no caso do FC).

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a Universidade Federal do Ceará, pelo suporte econômico e encorajamento à pesquisa científica.

REFERÊNCIAS

- [1] Blaabjerg, F. and Ma, K., “Future on Power Electronics for Wind Turbine Systems,” in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 139-152, Sept. 2013, doi: 10.1109/JESTPE.2013.2275978.
- [2] EPE, “Balanço Energético Nacional (BEN) 2022: Ano base 2021”, 2022. [Online]. Disponível: <https://www.epe.gov.br>.
- [3] Akagi, H. Watanabe, E. H., & Aredes, M. (2017). *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. IEEE PRESS-WILEY.
- [4] Camm, E. H., *et al.*, “Characteristics of wind turbine generators for wind power plants”, *IEEE Power & Energy Society General Meeting*, 2009, pp. 1-5, doi: 10.1109/PES.2009.5275330.
- [5] Santoso, S., McGranaghan, M., Dugan, R., & Beaty, H. (2012). *Electrical power systems quality*. McGraw-Hill Education.
- [6] Badrzadeh, B. and Gupta, M., “Practical Experiences and Mitigation Methods of Harmonics in Wind Power Plants”, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 5, pp. 2279-2289, Sept.-Oct. 2013, doi: 10.1109/TIA.2013.2260314.
- [7] Guest, E., Jensen, K., H. and Rasmussen, T. W. “Mitigation of Harmonic Voltage Amplification in Offshore Wind Power Plants by Wind Turbines With Embedded Active Filters”, in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 11, no. 2, pp. 785-794, April 2020, doi: 10.1109/TSTE.2019.2906797.
- [8] De Oliveira, I. A. C., Jacobina, C. B. e Rocha, N., “Wind energy conversion system based on DFIG with three-phase series grid side converter an single dc-link”, *Eletrônica de Potência –SOBRAEP*, vol. 26, nº 2, pp. 191-204, junho 2021.
- [9] Kucuk, I. *et al.*, “Managing Harmonics in Wind Power Plants Using the Control of Wind Turbines”, *IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM)*, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/PESGM41954.2020.9281458.
- [10] Song, Y. and Nian, H., “Modularized Control Strategy and Performance Analysis of DFIG System Under Unbalanced and Harmonic Grid Voltage”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 9, pp. 4831-4842, Sept. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2366494.
- [11] 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. doi.org/10.1049/iet-rpg.2012.0172.
- [12] Lin, S., Zhao, X. and Tong, X. “Feasibility Studies of a Converter-Free Grid-Connected Offshore Hydrostatic Wind Turbine”, in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 11, no. 4, pp. 2494-2503, Oct. 2020, doi: 10.1109/TSTE.2019.2963628.
- [13] Waewsak, J., Chancham, C., Tirawanichakul, Y., Tirawanichakul, S. and Matan, N., “A pre-feasibility study of a MW wind power generation in Thailand”, *International Conference on Clean Electrical Power*, 2009, pp. 496-503, doi: 10.1109/ICCEP.2009.5212006.
- [14] Wadi, M., Kekezoglu, B., Baysal, M., Tur, M. R. and Shobole, A., “Feasibility Study of Wind Energy Potential in Turkey: Case Study of Catalca District in Istanbul”, *2nd International Conference on Smart Grid and Renewable Energy (SGRE)*, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/SGRE46976.2019.9021102.
- [15] Morais, E. “Capacidade de aerogeradores baseados em DFIG de proporcionar serviços ancilares usando conversores de dois e três braços”, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2019.
- [16] Wu, B. & Narimani, M., M. (2017). “High-Power Converter and AC Drives”. IEEE PRESS-WILEY
- [17] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro and M. Narimani, "High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies", in *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 5, pp. 740-788, May 2015, doi: 10.1109/JPROC.2014.2378692.
- [18] LIN, B. R.; HUANG, C. H. “Three-phase capacitor-clamped converter with fewer switches for use in power

- factor correction”, in *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 152, n. 3, p. 595–604, May 2005. ISSN 1350-2352.
- [19] Lin, B. R.; Chiang, H. K.; Huang, C. H. “Three-phase three-level active power filter with a clamped capacitor topology”, in *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 153, n. 4, p. 513–522, July 2006. ISSN 1350-2352.
- [20] Lin, B.R.; Wei, T.C. “A novel NPC inverter for harmonics elimination and reactive power compensation”, in *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2004, 19, 1449–1456.
- [21] Heskes, P. J. M.; Murzik, J. M. A.; Kling, W. L. “Ancillary services for minimizing the impact of resonances in low voltage grids by power electronics based distributed generator”, in *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, [S. l.: s. n.], 2011. p. 1–8. ISSN 1932-5517.
- [22] Åatröm, K. J.; Hägglund, T. “PID Controllers: Theory, Design, and Tuning”. *Research Triangle Park, NC, U.S.A.: ISA: The Instrumentation, Systems, and Automation Society*, 2. ed., 1995. ISBN 1-55617-516-7.
- [23] Haddad, K.; Joos, G. “Three phase active filter topology based on a reduced switch count voltage source inverter”, in *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Record (Cat. No. 99CH36321). [S. l.], 1999. v. 1, p. 236–241.
- [24] M. Rastogi, R. Naik and N. Mohan, "A comparative evaluation of harmonic reduction techniques in three-phase utility interface of power electronic loads", in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1149-1155, Sept.-Oct. 1994, doi: 10.1109/28.315225.
- [25] Izanlo, A.; Gholamian, S. A.; Kazemi, M. “Using of four-switch three-phase converter in the structure dpc of dfig under unbalanced grid voltage condition”, in *Electrical Engineering*, 12 2017.

DADOS BIOGRÁFICOS

Ernande E. C. Moraes, é engenheiro eletricista (2011), mestre (2014) e doutor (2019) em engenharia elétrica pela Universidade Federal do Ceará. Foi professor efetivo do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará (IFCE). É professor adjunto da Universidade Federal do Ceará. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Sistemas de Energia, Eletrônica de Potência, Acionamentos de Máquinas, Geração distribuída, Equipamentos FACTS e Qualidade de Energia.

Dalton de A. Honório, é engenheiro eletricista (2010), mestre (2013) e doutor (2018) em engenharia elétrica pela Universidade Federal do Ceará. É professor adjunto da Universidade Federal do Ceará, onde concentra seus estudos e pesquisa em sistemas de energia, como bem como no controle de planta de automação de sistemas. Atualmente, sua pesquisa se concentra em aplicações de eletrônica de potência, especificamente no conversor multinível em cascata e conversor multinível modular aplicado em transformadores de estado sólido.