

CONVERSOR CA-CC ISOLADO PARA APLICAÇÕES DE GERAÇÃO EÓLICA OFFSHORE COM TRANSMISSÃO HVDC

Marcus A. A. Bezerra¹, Paulo P. Praça¹, Demercil S. Oliveira¹, Dalton A. Honório¹ e Luiz Henrique S. C. Barreto¹

¹Universidade Federal do Ceará (UFC), Fortaleza - CE, Brasil
e-mail: marcus@dee.ufc.br, paulopp@dee.ufc.br, demercil@dee.ufc.br, dalton@dee.ufc.br e lbarreto@dee.ufc.br

Resumo – Este artigo propõe um conversor CA-CC isolado usando a técnica de *interleaving* associada ao transformador de interfase. A partir do conversor base proposto é possível a obtenção de duas versões trifásicas: uma com lado secundário em paralelo ou outra com o lado secundário em série. Uma característica da topologia é a isolamento galvânica na saída em média tensão CC (MVDC), esta configuração pode ser aplicada em sistemas de geração eólica (WECS) *offshore* com transmissão HVDC. Como alternativa para reduzir custos e aumentar a densidade de potência nos sistemas *offshore*, o uso de coletores CC em substituição aos sistemas CA existentes, mostra-se uma tendência nesse tipo configuração. A topologia proposta entraria como o WECS para a interconexão em MVDC das turbinas eólicas. Os resultados de simulação demonstram o correto funcionamento da topologia e sua capacidade de operar como um WECS. Os parâmetros adotados para a obtenção dos resultados baseiam-se em um modelo real de turbina eólica para uma potência de 3MVA.

Palavras-chave – Conversor CA-CC isolado, Geração Eólica *Offshore*, MVDC, *Interleaving*, Transformador de Interfase, WECS.

ISOLATED AC-DC CONVERTER FOR OFFSHORE WIND FARM APPLICATIONS WITH HVDC TRANSMISSION

Abstract – This paper proposes an isolated AC-DC converter using the interleaving technique associated to the transformer interface. From the proposed base converter it is possible to obtain two three-phase versions: secondary in parallel or in series. With an isolated DC medium voltage (MVDC) output, this configuration can be applied in offshore wind generation systems (WECS) with HVDC transmission. As an alternative to reduce costs and increase the power density in offshore systems, the use of DC collectors to replace the existing AC systems shows a trend in this type of configuration. The proposed topology would come as the WECS for the MVDC interconnection of wind turbines. Simulation results demonstrate the correct functioning of the topology and operation with a real turbine model shows the operating capacity as a

WECS. The parameters adopted to obtain the results are based on a real model of a wind turbine for the power of 3MVA.

Keywords – Interleaving, Isolated AC-DC Converter, Medium Voltage DC (MVDC), Offshore Wind Generation, Transformer Interface, WECS.

I. INTRODUÇÃO

O interesse e os investimentos na energia eólica como fonte de geração de energia elétrica vêm se desenvolvendo em ritmo acelerado ao longo dos anos. Essa atenção continuou a crescer à medida que as demandas na redução de emissões poluentes aumentaram, o que fomentou o aumento dos subsídios governamentais para a instalação de novos parques eólicos, bem como para o desenvolvimento de novas tecnologias para a otimização do sistema de geração.

Considerando a crescente evolução das tecnologias utilizadas na geração eólica ao longo dos anos, chegando a produzir turbinas na escala de megawatts, a preocupação com a conexão de uma turbina eólica com a rede tornou-se uma questão delicada. De fato, a produção em larga escala de energia proveniente de turbinas eólicas de grande porte ou de parques eólicos, poderiam criar problemas para a linha de transmissão projetada para uma potência constante e para a estabilidade do sistema elétrico local. Devido a essa importante questão, deve-se levar em conta uma série de cuidados na escolha dos elementos que devem compor uma turbina eólica e consequentemente um parque eólico.

A construção e a instalação dos parques eólicos são geralmente feitas em regiões remotas e relativamente longe de ambientes povoados, buscando assim minimizar os impactos na região. Assim, o impacto social e ambiental são alguns dos fatores de grande relevância na escolha do local de instalação [1]. Os parques eólicos podem ser localizados na terra (*onshore*) ou no mar (*offshore*). Se a distância para a rede principal for substancial, a conexão entre o parque e o continente torna-se mais interessante através de uma transmissão em corrente contínua de alta tensão (*High Voltage Direct Current* – HVDC) [2], [3], [4].

A grande maioria dos parques eólicos existentes são instalados em terra firme (*onshore*) devido à facilidade de construção, menores custos de assentamento e manutenção, bem como na transmissão de energia [5]–[7]. Um dos muitos motivos que impulsionaram o desenvolvimento de parques eólicos *offshore* é a falta de locais adequados para instalar turbinas eólicas em terra, em contrapartida do grande potencial

Manuscript received 12/02/2021; first revision 08/01/2022; accepted for publication 09/19/2022, by recommendation of Editor Telles Brunelli Lazzarin. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2022.3.0051>

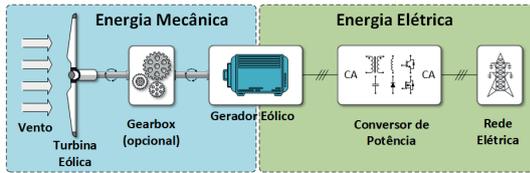


Fig. 1. Configuração básica de um WECS.

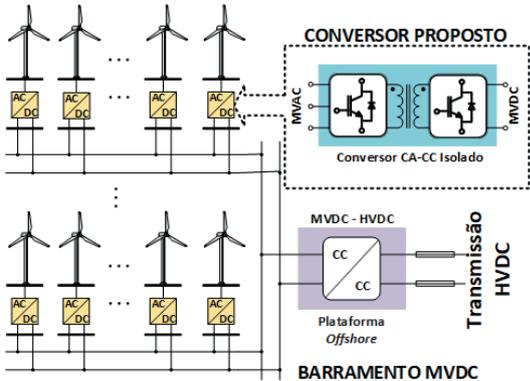


Fig. 2. Planta de geração eólica offshore com WECS CC.

energético contido em alto mar [2]. A infraestrutura de coleta e transmissão de energia necessária para trazer essa energia para a costa e conectá-la à rede elétrica é um dos principais pontos de estudos nessa área [2], [8], [9].

Apesar da tecnologia de transmissão CA já ter atingindo um alto grau de confiabilidade e eficácia, em determinadas aplicações, a transmissão em corrente contínua pode ser mais vantajosa do ponto de vista ambiental, técnico e econômico [3]. Além disso, as novas tecnologias de semicondutores vêm contribuindo com a viabilidade da transmissão HVDC, uma vez que esse tipo de transmissão é extremamente dependente dos conversores de potência utilizados. Existem diversas topologias de conversores que buscam se consolidar como alternativas viáveis para o condicionamento da energia entregue à rede, assim, o objetivo deste artigo é propor uma topologia de conversor CA-CC visando a conexão de sistemas de gerações eólico offshore conectados a uma rede de transmissão HVDC.

A configuração mais comum de parques eólicos consiste em um conjunto de turbinas eólicas conectadas a um sistema de conversão de energia eólica (WECS – *Wind Energy Conversion System*) resultando em um link CA [10]. O arranjo típico de um WECS pode ser visto na Figura 1.

Na geração de energia offshore, cada grupo de turbinas transfere a energia gerada para uma subestação, que ajusta os níveis de tensão através de um transformador isolador localizado antes da subestação HVDC. Tais subestações coletoras geralmente operam em média tensão e baixa frequência (50-60 Hz), o que implica em transformadores volumosos e com estruturas caras [11]. Uma alternativa para reduzir volume e custos e aumentar a densidade de potência em sistemas offshore está na utilização de um sistema de distribuição CC para substituir os sistemas CA existentes [9], [12]–[14]. A Figura 2 mostra o arranjo de como seria essa estrutura.

Para tanto, o sistema de conversão eólica tradicional deve ser substituído por uma topologia CA-CC que forneceria uma

saída contínua além de prover isolamento galvânica em média frequência.

O uso do conversor DAB (*Dual Active Bridge*) como solução ao fornecimento da isolamento galvânica é comum conforme pode ser visto em [15]. Desta forma, a conversão de energia é feita em 2 estágios: um estágio CA-CC e um estágio CC-CC isolado. O uso do conversor SAB (*Single Active Bridge*) proposto em [15] tem como característica uma topologia unidirecional com diodos retificadores, associado diretamente com um filtro capacitivo no lado secundário. Como consequência, reduz-se um grau de controlabilidade, bem como aumentam-se os valores eficazes das correntes através de todos os semicondutores.

Existem várias topologias que poderiam muito ser utilizadas no estágio CC-CC com isolamento em alta frequência, tais como: o conversor DHB (*Dual Half Bridge*) [16], a estrutura proposta em [17], o conversor NPC de três níveis proposto em [18], entre outras. Entretanto tais soluções concentram toda a potência em um único conversor. Uma vez que os níveis de potência para essa aplicação são muito elevados, uma alternativa é a descentralização da potência aparente em diversos conversores, o que permite a divisão da potência total em diversos transformadores, bem como a redução dos esforços nos semicondutores de cada conversor. Como um elevado ganho de tensão é desejável, tem-se a possibilidade da conexão em série dos diferentes secundários.

O uso da configuração mostrada na Figura 3 por fase do gerador, resulta no aumento no número de semicondutores, o que aumenta as perdas por comutação e a complexidade do sistema. Como proposta de melhoria desta característica, e baseado no conceito proposto em [19], onde uma estrutura de conversor isolado usando a técnica de intercalação está associada a um transformador de interface, pode-se inserir uma topologia com estágio integrado para realizar a conversão CA-CC com isolamento em média/alta frequência. Assim, é possível aproveitar as vantagens do transformador de interfase para obter um estágio isolado sem a utilização de um conversor CC-CC isolado. Essa estrutura é mostrada na Figura 4.

Nesse contexto, este trabalho apresenta uma topologia

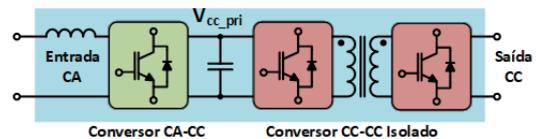


Fig. 3. Conversor CA-CC com estágio CC-CC isolado.

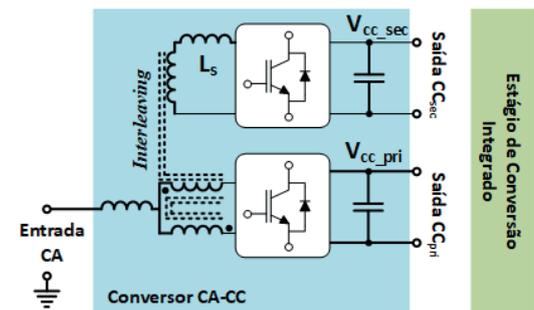


Fig. 4. Conversor CA-CC interleaved.

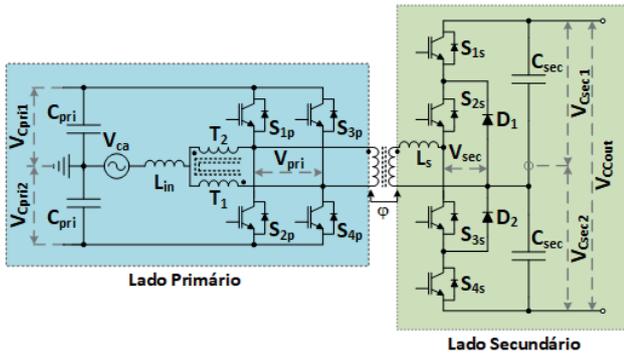


Fig. 5. Conversor CA-CC monofásico isolado proposto.

baseada na técnica de *interleaved* para aplicações de geração eólica *offshore* em MVDC. A topologia proposta foi inicialmente apresentada em [20], mostrando os resultados preliminares. Neste trabalho será apresentada uma análise mais detalhada, com novos resultados e com parâmetros baseados em uma turbina eólica comercial de grande porte visando a aplicação proposta.

II. TOPOLOGIA PROPOSTA

A topologia proposta tem como base o conceito mostrado em [19], o qual consiste em uma estrutura de conversor isolado usando a técnica de *interleaving* associada ao transformador de interfase. Este artigo propõe um conversor CA-CC isolado com saída em média tensão e suas versões trifásicas para serem aplicadas na geração eólica *offshore*. A Figura 5 mostra a versão monofásica da topologia que será detalhada a seguir.

A topologia base, apresentada na Figura 5, consiste em um conversor *full-bridge* no lado primário e um conversor NPC no lado secundário. O uso do transformador de interfase ajuda a reduzir os esforços de corrente nos semicondutores, distribuindo melhor as perdas entre semicondutores [19]. Com o conversor NPC no lado secundário é possível obter uma maior tensão de saída CC, sem aumentar os esforços nos semicondutores. O conversor proposto também pode operar com múltiplas portas, sendo duas delas em corrente contínua (CC_{pri} e CC_{sec}) e uma alternada, conforme pode ser visto na Figura 4.

A partir do conversor base pode-se obter dois tipos de versões trifásicas: com o lado secundário em paralelo ou com o lado secundário em série. As duas versões são mostradas, respectivamente, nas Figuras 6.a e 6.b. Para simplificar a representação são apresentados os circuitos em blocos, onde o SM (FBx) representa um submódulo com o conversor *full-bridge* e o SM (NPCx) representa um submódulo com o conversor NPC.

Devida às elevadas impedâncias do gerador, tem-se que a própria indutância da máquina pode funcionar como um filtro de entrada de cada fase. Pode ser observado que o barramento CC do lado primário (V_{Cpri}) é comum para todas as fases de entrada.

O controle do fluxo de potência entre o lado primário e o lado secundário é feito através da técnica clássica de *phase-shift* [21]. O controle do ângulo de defasagem entre as portadoras do lado primário e do lado secundário, denominado ϕ , determina a quantidade de potência transferida entre as

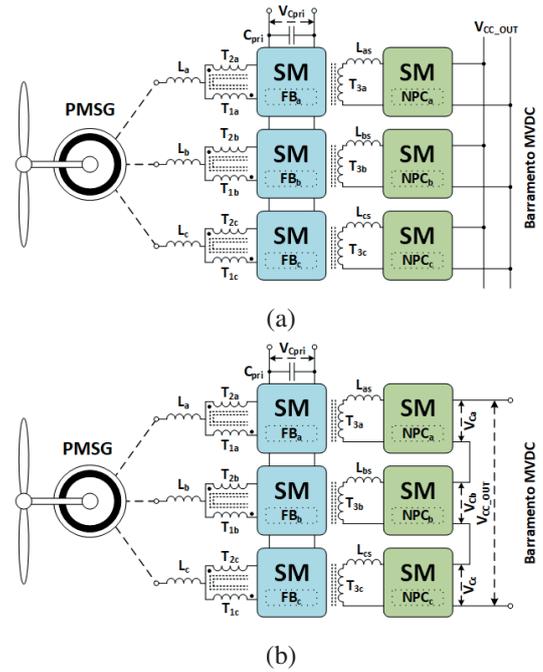


Fig. 6. Sistemas WECS proposto para geração eólica *offshore*: (a) Paralelo e (b) Série.

portas e a direção do fluxo de potência. Tal estrutura pode ser vista também em [19] com sua aplicação em um conversor DAB.

O controle da razão cíclica nos conversores *full-bridge* do lado primário permite a correção do fator de potência e a regulação da tensão do barramento primário.

Com a célula monofásica é possível conseguir dois arranjos distintos para as versões trifásicas. O primeiro arranjo, mostrado na Figura 6.a, possui três conversores *full-bridge* (FB) associados em paralelo (um para cada fase), compondo o lado primário e, no lado secundário, três conversores NPCs também em paralelo, produzindo um único barramento CC de saída. Assim, como o barramento é comum entre as fases, o número de capacitores de saída é reduzido, simplificando o algoritmo de balanceamento de suas tensões.

A segunda topologia trifásica proposta, mostrada na Figura 6.b, mantém a configuração dos conversores *full-bridge* em paralelo no lado primário e associa os conversores NPCs do lado secundário em série. Nesta configuração, é possível conseguir uma tensão de saída maior mantendo a mesma quantidade e mesmo esforço de tensão nos semicondutores do lado de alta tensão. Entretanto, o número de barramentos intermediários irá aumentar e, conseqüentemente, será necessário um algoritmo mais complexo para balancear as tensões nos capacitores.

III. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DA ESTRUTURA MONOFÁSICA

A topologia base proposta pode ser vista na Figura 5. O submódulo do lado primário é composto por uma entrada CA, um indutor de entrada L_{in} , um autotransformador (AT), um conversor *full-bridge* ($S_{1p} - S_{4p}$), um transformador isolado de média ou alta frequência, um indutor de dispersão L_s e um barramento CC (C_{pri1} e C_{pri2}). O submódulo do lado

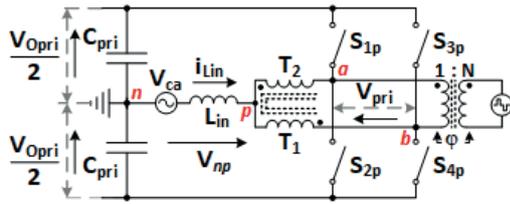


Fig. 7. Conversor do Lado Primário.

TABELA I
Estados dos Interruptores do Lado Primário

Interruptores				Tensão (V)	
S _{1p}	S _{2p}	S _{3p}	S _{4p}	V _{np}	V _{pri}
1	0	1	0	+V _{Opri} /2	0
1	0	0	1	0	+V _{Opri} /2
0	1	0	1	-V _{Opri} /2	0
0	1	1	0	0	-V _{Opri} /2

secundário é composto por um conversor NPC ($S_{1s} - S_{4s}$) e um barramento de CC de saída (C_{sec1} e C_{sec2}). Para a análise da topologia, é realizado o estudo separado para o lado primário e para o secundário.

A. Análise do Lado Primário do Conversor

Para o lado primário é realizado o estudo com base no chaveamento do conversor *full-bridge*, com base na comutação de S_{1p} , S_{2p} , S_{3p} e S_{4p} . O submódulo do lado primário utilizando chaves ideais é apresentado na Figura 7.

Pela Figura 7 é possível identificar os principais grandezas associadas ao conversor e suas respectivas convenções, com: corrente de entrada i_{Lin} , tensão do lado primário V_{pri} (tensão entre os pontos a e b), tensão de entrada do conversor V_{np} (tensão entre os pontos p e n) e tensão no barramento CC do lado primário V_{Opri} . Para evitar o curto de braço, os comandos das chaves do mesmo braço devem estar defasados de 180° entre si, assim podem ser descritas quatro combinações possíveis de estados para as chaves $S_{1p} - S_{4p}$. Os possíveis estados de comutação do conversor do lado primário e as tensões sintetizadas são mostradas na Tabela I.

A seguir, são descritos como maiores detalhes os estados de comutação para cada etapa de operação do conversor, conforme mostrado na Figura 8.

Primeiro Estado: (S_{1p} e S_{3p} fechadas; S_{2p} e S_{4p} abertas)

O primeiro estado de comutação é apresentado na Figura 8.a, onde as chaves S_{1p} e S_{3p} estão fechadas. Nesta condição, a tensão V_{pri} no primário do transformador é nula, pois os enrolamentos do autotransformador ficam em curto. Desta forma, a tensão V_{np} será igual a tensão em cima do capacitor C_{pri1} , ou seja, é igual a $+V_{Opri}/2$.

Segundo Estado: (S_{1p} e S_{4p} fechadas; S_{2p} e S_{3p} abertas)

O segundo estado de comutação é apresentado na Figura 8.b, onde as chaves S_{1p} e S_{4p} estão fechadas. Nesta condição, o primário do transformador é submetido à tensão total do barramento CC, assim V_{pri} é igual a $+V_{Opri}$. Considerando que autotransformador é ideal, a corrente de entrada divide-se igualmente entre os enrolamentos, o módulo das tensões nos enrolamentos T_1 e T_2 são iguais e com metade da tensão do barramento CC, sendo assim, a tensão V_{np} é nula.

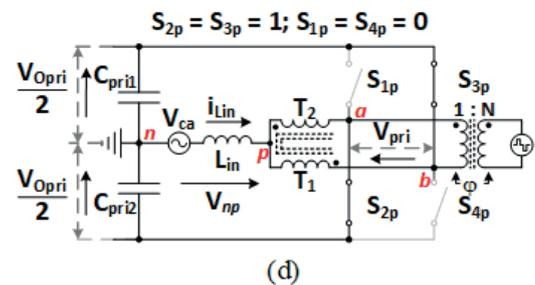
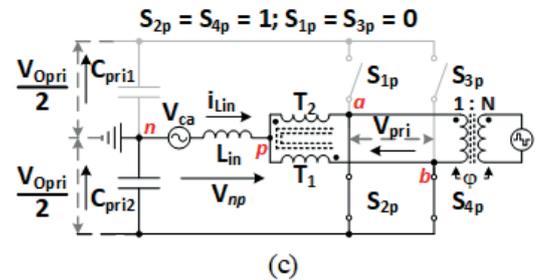
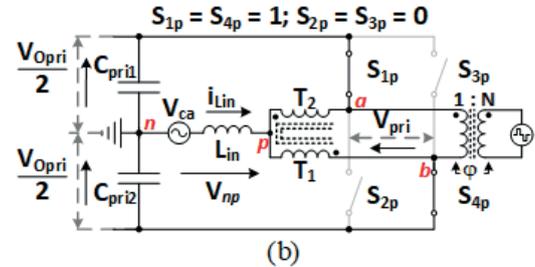
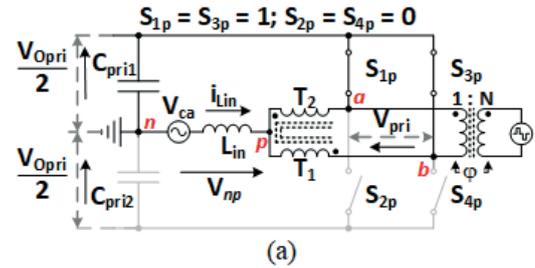


Fig. 8. Etapas de operação do lado primário.

Terceiro Estado: (S_{2p} e S_{4p} fechadas; S_{1p} e S_{3p} abertas)

O terceiro estado de comutação é apresentado na Figura 8.c, onde as chaves S_{2p} e S_{4p} estão fechadas. Nesta condição, os enrolamentos do autotransformador estão em curto novamente fazendo com que a tensão V_{pri} no primário do transformador seja nula. Desta forma, a tensão V_{np} será igual a tensão sobre o capacitor C_{pri2} , ou seja, será igual a $-V_{Opri}/2$.

Quarto Estado: (S_{2p} e S_{3p} fechadas; S_{1p} e S_{4p} abertas)

O quarto estado de comutação é apresentado na Figura 8.d, onde as chaves S_{2p} e S_{3p} estão fechadas. Nesta condição, o primário do transformador é submetido ao negativo tensão total do barramento CC, assim V_{pri} é igual a $-V_{Opri}$. Desta forma, o módulo das tensões nos enrolamentos T_1 e T_2 são iguais a metade de V_{Opri} , sendo assim, a tensão V_{np} é nula.

B. Análise do Lado Secundário do Conversor

Para o lado secundário o submódulo base é o conversor NPC, cujos estados de conversão dependem de quatro chaves ativas (S_{1s} , S_{2s} , S_{3s} e S_{4s}) e de duas chaves passivas (D_1 e D_2). O submódulo NPC com chaves ideais é mostrado na Figura 9.

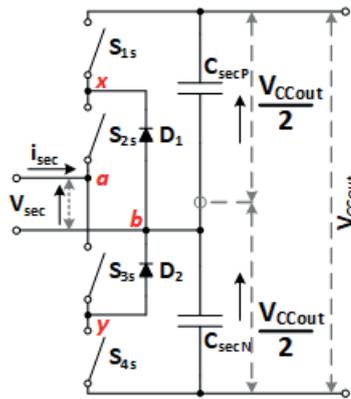


Fig. 9. Conversor do Lado Secundário.

TABELA II
Estados dos Interruptores do Lado Secundário

Interruptores				Tensão (V)
S _{1s}	S _{2s}	S _{3s}	S _{4s}	V _{sec}
1	1	0	0	+V _{CCout} /2
1	0	0	1	Indesejado
0	1	0	1	0
0	1	1	0	-V _{CCout} /2

Conforme já citado, o NPC é designado com um conversor de três níveis de tensão, obtidos em função do acionamento das chaves ativas (S_{1s} – S_{4s}).

Pela Figura 9 pode-se identificar os sentidos adotados como convenção e as variáveis de corrente e tensão que serão utilizados na análise, como: corrente de entrada do lado secundário i_{sec} , tensão de entrada V_{sec} (tensão entre os pontos a e b) e tensão no barramento CC do lado secundário V_{CCout} .

Como característica da topologia NPC, ao utilizar chaves MOSFETs ou IGBTs, na condição em que as chaves S_{1s} e S_{3s} ou S_{2s} e S_{4s} são fechadas ao mesmo tempo há uma condição de incerteza nos terminais da tensão V_{sec} . Este fato ocorre devido ao caminho gerado pelos diodos em antiparalelo das chaves ativas (S_{1s} – S_{4s}), que dependendo do sentido da corrente i_{sec} , a tensão V_{sec} apresentará um valor diferente. Portanto, nessa topologia, os estados S_{1s} = S_{3s} = 1 e S_{2s} = S_{4s} = 1 são considerados estados proibidos. Os estados de comutação das chaves e as tensões sintetizadas são listados na Tabela II.

Assim, as chaves S_{1s} e S_{2s} devem operar de forma complementar, respectivamente, das chaves S_{3s} e S_{4s} para evitar esse tipo de incerteza no valor da tensão V_{sec} . Entretanto, mesmo com esta restrição de modulação, temos que no estado em que S_{1s} = S_{4s} = 1 e S_{2s} = S_{3s} = 0 o valor da tensão V_{sec} também irá variar de acordo com o sentido da corrente i_{sec} . Desconsiderando esta condição de comutação, o conversor NPC apresentará apenas três estados de comutação desejados.

A seguir, são descritos como maiores detalhes os estados de comutação para cada etapa de operação do conversor, conforme mostrado na Figura 10.

Primeiro Estado: (S_{1s} e S_{2s} fechadas; S_{3s} e S_{4s} abertas)

O primeiro estado de comutação é apresentado na Figura 10.a, onde as chaves S_{1s} e S_{2s} estão fechadas. Nesta condição, a tensão V_{sec} é igual a tensão do capacitor C_{secP} do

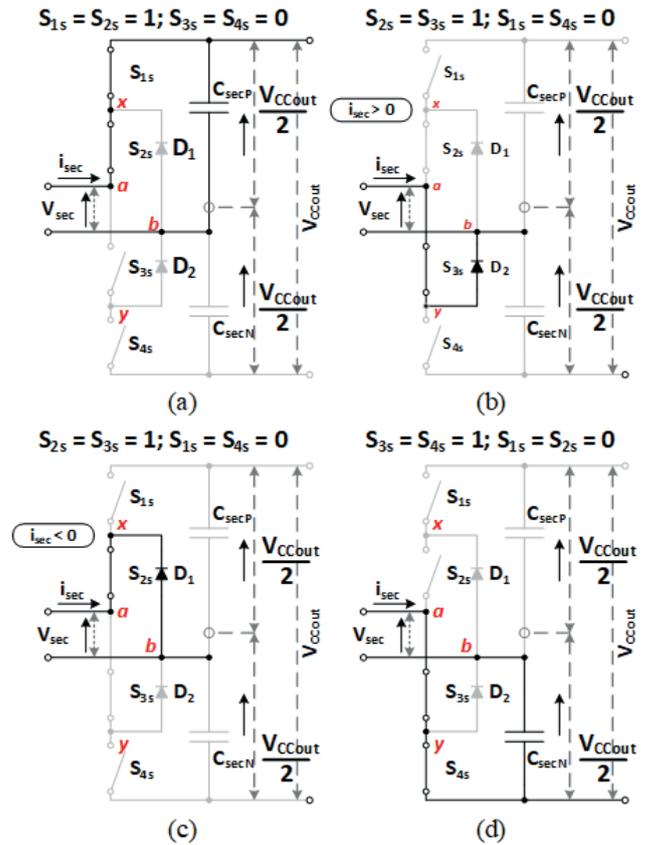


Fig. 10. Etapas de operação do lado secundário.

barramento CC de saída, ou seja, V_{sec} é igual a $+V_{CCout} / 2$.

Segundo Estado: (S_{2s} e S_{3s} fechadas; S_{1s} e S_{4s} abertas)

O segundo estado de comutação é apresentado nas Figuras 10.b e 10.c, onde as chaves S_{2s} e S_{3s} estão fechadas. Esta é a única etapa em que os diodos D₁ e D₂ participam operação do conversor, onde a corrente i_{sec} vai definir o diodo que irá conduzir. Quando a corrente $i_{sec} > 0$, ela encontra um caminho através da chave S_{3s} e do diodo D₂, sendo assim, a tensão V_{sec} será nula. Da mesma forma, quando a corrente $i_{sec} < 0$, ela encontra um caminho através da chave S_{2s} e do diodo D₁, fazendo com que a tensão V_{sec} também apresente valor nulo.

Terceiro Estado: (S_{3s} e S_{4s} fechadas; S_{1s} e S_{2s} abertas)

O terceiro estado de comutação é apresentado na Figura 10.d, onde as chaves S_{3s} e S_{4s} estão fechadas. Nesta condição, a tensão V_{sec} é igual a tensão do capacitor C_{secN} do barramento CC de saída, ou seja, V_{sec} é igual a $-V_{CCout} / 2$.

C. Estratégia de modulação

A estratégia de modulação aplicada no conversor do primário é a modulação de largura de pulso senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation* – SPWM), mesma utilizada em um conversor *full-bridge* convencional. Entretanto, para garantir que a principal componente da corrente de magnetização no transformador esteja na frequência de comutação, utiliza-se portadoras defasadas de 180° para cada braço. Como mostrado na Figura 11, as chaves superiores (S_{1p} e S_{3p}) e as chaves inferiores (S_{2p} e S_{4p}) são acionadas de forma complementar do seu respectivo braço, para evitar o curto de braço. Os sinais de controle aplicado

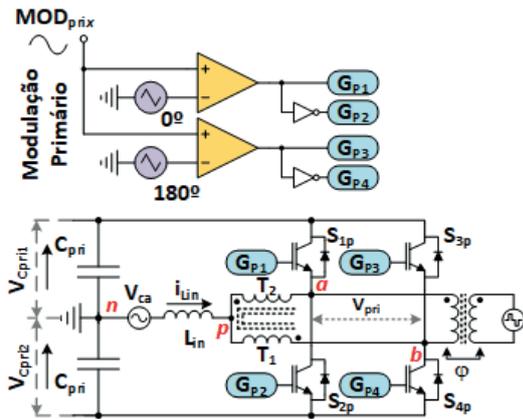


Fig. 11. Modulação do Conversor do lado primário.

para o acionamento das chaves $S_{1p} - S_{4p}$ bem como as tensões sintetizadas em V_{np} e no primário do transformador V_{pri} são mostradas na Figura 12.

Desta forma, é imposta no primário do transformador uma tensão alternada em alta frequência, cujo ciclo de trabalho varia de com uma função senoidal. A função de modulação MOD_{prij} é dada em (1).

$$MOD_{prij} = M_{pri} \cdot \text{sen}(\omega_r t). \quad (1)$$

Sendo M_{pri} o índice de modulação do conversor do primário, dado em (2), ω_r é a frequência angular da fonte de corrente alternada (rad/s) e V_{ca} é o tensão de pico da fundamental de entrada (V).

$$M_{prij} = \frac{2 \cdot V_{ca,pico}}{V_{0pri}}. \quad (2)$$

A estratégia de modulação do lado secundário é a mesma utilizada pelo lado primário, porém defasada através do ângulo de defasagem ϕ . Esta estratégia garante que a tensão sintetizada do lado secundário mantenha os mesmos três níveis do lado primário. Para a implementação desta estratégia, foi mantida a mesma portadora para todas as chaves e foram utilizadas moduladoras complementares entre si, conforme

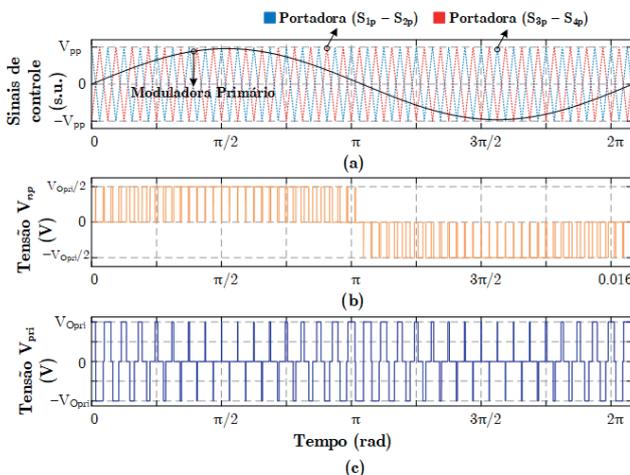


Fig. 12. Formas de onda da modulação aplicada no lado primário: (a) Sinais de controle do lado primário (b) Tensão sintetizada V_{np} (c) Tensão no primário do transformador V_{pri} .

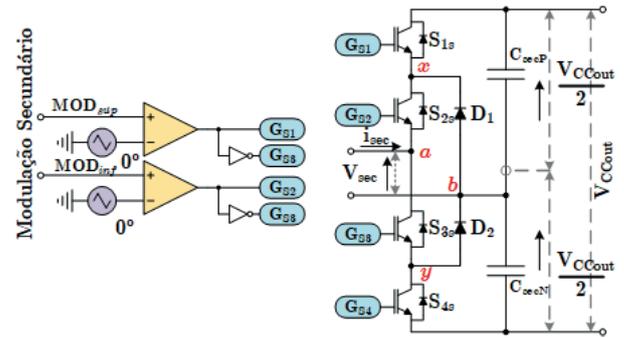


Fig. 13. Modulação do conversor do lado secundário.

pode ser visto na Figura 14.b.

O esquema de modulação proposto para o lado secundário pode ser visto na Figura 13. Tem-se que a correta operação do conversor do lado secundário se dá quando as chaves S_{1s} e S_{2s} operam de forma complementar as chaves S_{3s} e S_{4s} respectivamente. Percebe-se que os dois comparadores responsáveis por gerar os pulsos de comando das chaves do conversor possuem a mesma portadora triangular e funções de modulação diferentes. As funções de comutação G_{S1} e G_{S2} dos interruptores S_{1s} e S_{2s} são definidas nas equações (3) e (4), a partir da portadora $C_{sec}(\phi)$. Sendo a tensão instantânea do lado secundário V_{sec} definida em (5).

$$G_{S1} = \begin{cases} 1 \rightarrow MOD_{sup} \geq C_{sec}(\phi) \\ -1 \rightarrow MOD_{sup} < C_{sec}(\phi) \end{cases} \quad (3)$$

$$G_{S2} = \begin{cases} 1 \rightarrow MOD_{inf} \geq C_{sec}(\phi) \\ -1 \rightarrow MOD_{inf} < C_{sec}(\phi) \end{cases} \quad (4)$$

$$V_{sec} = (G_{S1} + G_{S2}) \cdot \frac{V_{CCout}}{4}. \quad (5)$$

Nas quais MOD_{sup} e MOD_{inf} são as moduladoras superior e inferior do conversor NPC. As funções de modulação para MOD_{sup} e MOD_{inf} são dadas nas equações (6) e (7).

$$MOD_{sup} = |M_{pri} \cdot \text{sen}(\omega_r t)| \quad (6)$$

$$MOD_{inf} = -|M_{pri} \cdot \text{sen}(\omega_r t)|. \quad (7)$$

Esta configuração de moduladoras possibilita a obtenção de pulsos defasados de 180° , de forma que a tensão sintetizada no secundário não tenha componente de baixa frequência. A moduladora MOD_{sup} é responsável por gerar os pulsos positivos pela comutação de S_{1s} e S_{3s} , enquanto MOD_{inf} obtêm os níveis negativos pela comutação de S_{2s} e S_{4s} . Pelo fato das moduladoras terem valores opostos, o pulso da chave S_{1s} sempre estará defasado de 180° do pulso da chave S_{4s} , então o estado de comutação indesejado $[S_{1s}S_{2s}S_{3s}S_{4s}] = [1001]$ não irá ocorrer. Os sinais de controle aplicado para o acionamento das chaves $S_{1s} - S_{4s}$ bem como as tensões sintetizadas no secundário são mostradas na Figura 14.

O controle do fluxo de potência entre o primário e o secundário do conversor é feito através da técnica *phase-shift*, que consiste em impor uma defasagem angular ϕ entre as portadoras de cada lado do conversor. A troca de potência através do transformador é realizada por uma indutância de dispersão nos enrolamentos do transformador. No caso do

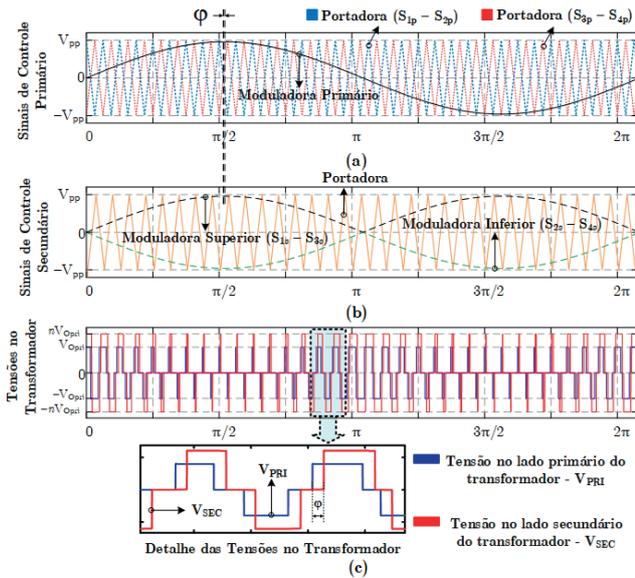


Fig. 14. Formas de onda da modulação: (a) Sinais de controle do lado primário (b) Sinais de controle do lado secundário (c) Tensões no transformados.

conversor proposto, o indutor de dispersão L_s localizada no secundário (Figura 5) é responsável por realizar essa transferência de energia.

Para as topologias trifásicas mostradas nas Figuras 6.a e 6.b, a lógica de modulação é a mesma, entretanto, as portadoras são defasadas de 120° entre as fases.

IV. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A estratégia de controle adotada visa o funcionamento da estrutura como um WECS que irá converter a tensão MVAC do gerador eólico em uma saída MVDC. A Figura 15 mostra a estrutura de controle do lado primário do conversor.

Para a estratégia de controle adotada no lado primário, é necessária a medição das correntes nos indutores L_a , L_b e L_c , que são dadas pela soma das correntes dos enrolamentos dos seus respectivos autotransformadores (I_{Lx1} e I_{Lx2}). Vale ressaltar que os indutores L_a , L_b e L_c correspondem às indutâncias dos enrolamentos da própria máquina.

Utilizando os conceitos de potência ativa e reativa instantâneas (controle convencional da componente d e q do sistema), é realizado o controle das correntes dos indutores de entrada. A partir das correntes trifásicas, é aplicada a transformada de Park para se obter as componentes de eixo direto $i_d(t)$ e em quadratura $i_q(t)$.

Pelo sentido adotado na transformação, o eixo direto é responsável pelo controle da potência reativa, enquanto o eixo de quadratura é responsável pelo controle da potência ativa. Para garantir um fator de potência unitário, é utilizado um controlador PI de corrente $C_{id}(s)$ com referência i_{dref} igual a zero. Na corrente de quadratura i_q é definida uma referência de corrente i_{qref} gerada a partir de um algoritmo MPPT. Esta referência irá para o controlador PI da corrente de quadratura $C_{iq}(s)$. Os dois sinais de controle obtidos irão passar pela transformada inversa dq-abc a partir do ângulo de sincronismo θ_n que vem de um sensor externo acoplado ao eixo do gerador para obter os sinais das moduladoras mod_a , mod_b e mod_c .

Tendo em vista as não idealidades do circuito, se faz necessário a implementação de uma malha de controle que garanta que a corrente de magnetização não sature os magnéticos e mantenha seu valor médio nulo. Para isso é necessário que as correntes nos enrolamentos T_1 e T_2 do autotransformador sejam iguais.

O controlador adotado para a implementação das malhas de controle das correntes de magnetização foi o controlador PI $C_{mag_x}(s)$ por fase, onde o índice 'x' se refere a fase a, b ou c, conforme pode ser visto na Figura 15. Os parâmetros adotados para os controladores em cada fase são exatamente os mesmos e podem ser vistos na Tabela V. O sinal de controle proveniente do controlador da corrente magnetizante m_x é visto como uma perturbação no sinal de controle mod_x , desta forma, a diferença entre esses dois sinais (mod_x e m_x) irão compor o sinal de modulação final mod_{xs} de cada fase para o lado primário.

A estratégia de controle adotada para os conversores NPC's associados em série no lado secundário pode ser vista na Figura 16.

O primeiro bloco a se discutir para o controle do lado secundário é o do algoritmo de balanceamento das tensões dos capacitores C_{secN} e C_{secP} . O algoritmo de balanceamento é iniciado fazendo-se a diferença entre as tensões lidas nesses capacitores, resultando em uma variável denominada n_x . Caso n_x seja positivo, então é definido um ganho m_x (inversamente proporcional à diferença das tensões) que será multiplicado na equação da moduladora mod_{xsup} . Caso n_x seja um valor negativo, será calculado um novo ganho m_x (diretamente proporcional a diferença das tensões) que será multiplicado na equação da moduladora mod_{xinf} . No momento que n_x seja nulo, ou seja, não haverá diferença entre as tensões nos capacitores do NPC, não haverá nenhum ganho m_x , e as moduladoras serão simplesmente as mesmas mostradas

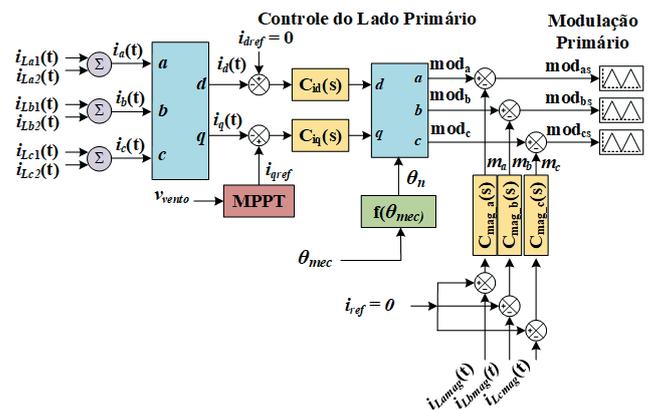


Fig. 15. Estratégia de controle do lado primário.

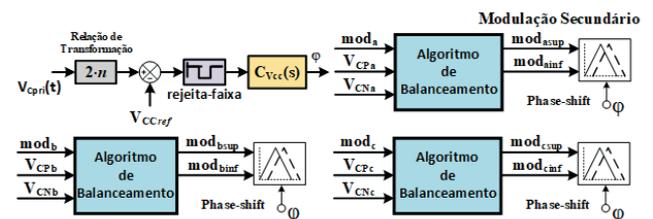


Fig. 16. Estratégia de controle do lado secundário.

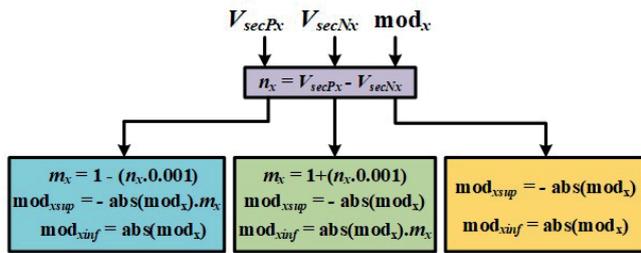


Fig. 17. Algoritmo de balanceamento das tensões dos capacitores dos NPCs.

nas equações (4) e (5). A Figura 17 mostra o diagrama de implementação desse algoritmo.

Após os sinais modulantes $mod_{x\text{sup}}$ e $mod_{x\text{inf}}$ de cada fase serem gerados pelos algoritmos de balanceamento, estes serão comparados com suas respectivas portadoras que estarão defasadas de um ângulo ϕ em relação as portadoras do lado primário.

A tensão do barramento CC do lado primário é controlada através do controlador *phase-shift* $C_{V_{cc}}(s)$ que por sua vez fornece o valor do ângulo ϕ de defasagem entre as portadoras do lado primário e secundário. A característica dobradora de tensão do conversor NPC, faz com que o ganho de tensão entre o lado primário e secundário seja dobrado e assim representado na Figura 16 por $2n$. Para evitar a interferência das ondulações de baixa frequência devido ao inversor do lado primário [22], [23], optou-se por utilizar um filtro rejeita faixa sintonizado com o dobro da frequência do rotor da máquina.

O controle de tensão do lado secundário é de responsabilidade do conversor MVDC-HVDC para transmissão (Figura 2), na qual os algoritmos de balanceamento mantêm apenas as tensões dentro dos parâmetros de projeto. No caso da topologia com o lado secundário em paralelo, o algoritmo de balanceamento das tensões dos capacitores torna-se mais simplificado, uma vez que, os NPCs compartilham o mesmo barramento CC. Desta forma, um único algoritmo distribui a compensação proporcional a cada fase.

Dentro da proposta deste trabalho, que é fornecer uma alternativa aos sistemas de geração eólica (WECS) *offshore* para a interconexão em MVDC das turbinas eólicas, percebeu-se que a configuração mais vantajosa seria aquela em que os conversores NPCs estão associados em série no lado secundário, devido ao maior ganho na tensão de saída. Este arranjo em série irá requerer menores esforços de tensão nos semicondutores do conversor MVDC-HVDC. Os resultados de simulação mostrados na sessão a seguir são focados na topologia trifásica com saída conectada em série

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para mostrar o funcionamento da topologia operando como WECS de um sistema *offshore* foram adotados os parâmetros de uma turbina de baixa velocidade (sem *gearbox*) utilizando PMSG de 3 MVA [23]. A Tabela III apresenta os principais parâmetros adotados para a simulação. O software utilizado foi o PSIM®.

Na Tabela IV são apresentados os parâmetros do WECS para atender as características da turbina de 3 MVA, onde a topologia será conectada a um link MVDC de 30 kV, como

TABELA III
Parâmetro da Turbina Eólica de 3 MVA

Especificações	Valor
Potência mecânica de entrada do gerador (P_m)	3 MVA
Torque mecânico de entrada do gerador (T_m)	1273 kN.m
Potência ativa de saída do gerador (P_s)	2.97 MW
Tensão de linha RMS do estator (V_{sll})	690 V
Tensão de fase RMS do estator (V_{sf})	398 V
Corrente RMS do estator (I_s)	2529 A
Frequência do gerador (f_g)	9.75 Hz
Número de par de pólos (N_p)	26
Peak value of rotor flux linkage (ψ_r)	8.53 Wb
Velocidade mecânica do rotor (ω_m)	2.36 (rad/s)
Velocidade elétrica do rotor (ω_r)	61.26 (rad/s)
Raio da hélice da turbina (r_t)	43.36 m
Velocidade nominal do vento (v_w)	12 m/s

TABELA IV
Características do WECS Proposto

Especificações	Valor
Tensão CA do lado primário (V_{in})	690 V
Potência Ativa (P_o)	3 MW
Frequência do estator (f_g)	9.75 Hz
Indutância síncrona ($L_{ds} = L_{qs}$)	520 μ H
Tensão CC do lado primário (V_{pri})	1.5 kV
Tensão CC do lado secundário (V_{sec})	5 kV
Tensão CC do NPC (V_{dc})	10 kV
Tensão do link MVDC (V_{mvdc})	30 kV
Relação de transformação do transformador (a)	1:3.33
Frequência de comutação (f_s)	1.2 kHz
Capacitância do lado primário (C_{pri})	220 mF
Capacitância dos NPC's ($C_p = C_n$)	9.7 mF
Indutância de dispersão (L_{sa} , L_{sb} e L_{sc})	846 μ H

visto em [24]. Como mencionado anteriormente, devido a elevada indutância da máquina, os indutores de entrada do lado CA são compostos pela própria indutância da máquina.

Na Tabela V são mostrados os ganhos dos controladores apresentados na sessão IV e mostrados em diagramas de blocos nas Figuras 15 e 16. Com exceção dos controladores das correntes de magnetização dos transformadores do lado primário que são do tipo P+Ressonante, todos os outros controladores são do tipo PI. A Tabela V apresenta então os ganhos proporcionais (K_p) e integrais (K_i) de todos os controladores do tipo PI que segue o modelo mostrado em (8).

$$C_{PI}(s) = k_p + k_i \cdot \frac{1}{s} \quad (8)$$

As turbinas eólicas têm uma grande inércia que devem ser levadas em consideração nos estudos do WECS, pois esta energia cinética armazenada influencia diretamente na mudança de potência no eixo do gerador [25]. As formas de onda apresentadas na Figura 18 correspondem a resposta do PMSG conectado ao sistema trifásico (3ϕ), na qual a referência de corrente segue a referência do MPPT para cada condição de velocidade de vento v_w .

TABELA V
Ganho dos Controladores

Controladores do Lado Primário	
Descrição	Valor
C_{iq} : Ganho proporcional (k_{pq})	$2.61 \cdot 10^{-5}$
C_{iq} : Ganho integral (k_{iq})	0.0172
C_{id} : Ganho proporcional (k_{pd})	$-2.61 \cdot 10^{-5}$
C_{id} : Ganho integral (k_{id})	-0.0172
$C_{mag(a,b,c)}$: Ganho proporcional (k_{pmag})	$6.88 \cdot 10^{-7}$
$C_{mag(a,b,c)}$: Ganho integral (k_{imag})	0.000693
Controladores do Lado secundário	
Descrição	Valor
C_{Vcc} : Ganho proporcional (k_{pcv})	0.00265
C_{Vcc} : Ganho integral (k_{icv})	0.00291

Na Figura 18 é mostrada a partida da turbina para condição de vento $v_w = 12$ m/s, onde o sistema é acelerado de maneira gradativa até $t = 13$ s, quando a turbina atinge as condições nominais de operação. O torque eletromagnético T_e gradualmente se iguala ao torque mecânico T_m e, da mesma forma, a potência mecânica é totalmente convertida em potência elétrica. Também é apresentada a dinâmica das correntes trifásicas geradas.

Na Figura 18.a é mostrada a dinâmica para um degrau de vento de $v_w = 12$ m/s para 10 m/s, onde o torque mecânico T_m passa para 0,53 pu e, da mesma forma, o torque eletromagnético T_e tende a seguir a referência. Isto deve-se ao fato da estratégia de MPPT está extraindo toda a potência fornecida pelo vento para cada condição. É possível ver ainda na Figura 19.c a magnitude das correntes trifásicas, inicialmente igual a 3,55 kA (corrente nominal) e após o degrau seguir para o novo valor de referência igual a 2 kA. Percebe-se então a boa sintonia das malhas de controle,

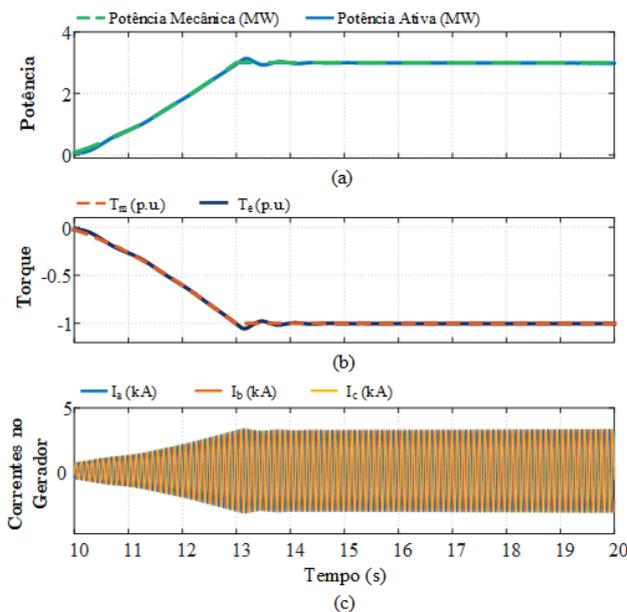


Fig. 18. Comportamento dinâmico na partida do WECS.(a) Comportamento da potência mecânica e ativa (b) Comportamento do Torque mecânico e elétrico (c) Comportamento das correntes no gerador.

uma vez que tanto o tempo de acomodação foi curto, aproximadamente 3s quanto a amplitude das oscilações foi pequena, não ultrapassando 2,7 kA em sua maior oscilação.

A Figura 19.c também mostra o comportamento das correntes dos indutores de entrada (enrolamentos da máquina) e as correntes no eixo direto e de quadratura perante uma variação da velocidade do vento de 12m/s para 10m/s no instante $t = 100$ s. Pode ser observada a atuação das malhas de controle nas correntes do eixo direto (i_d), cujo valor permanece zero mesmo após o degrau e da corrente do eixo em quadratura (i_q) que segue o valor da referência proveniente do algoritmo de MPPT. Ainda na Figura 19.d observa-se uma resposta rápida na potência ativa perante o degrau de vento, devido a atuação dos compensadores, que por sua vez devem ter frequências de atuação diferentes para evitar o conflito de controladores.

Na Figura 19.e é mostrado o comportamento da tensão CC do barramento do lado primário perante o mesmo degrau de referência do vento mencionado no parágrafo anterior. Observa-se a estabilização do barramento em 1,5 kV em aproximadamente 3s e sem *overshoot*, essa dinâmica lenta se deve à alta capacitância do lado primário. O valor do ângulo de *phase-shift* se adapta para poder fornecer a mesma potência solicitada pelo sistema e manter o barramento regulado. A condição mostrada na Figura 19.f mostra uma variação do ângulo de *phase-shift* de 45° para uma velocidade do vento 12 m/s para um ângulo de 27° com velocidade de 10m/s.

As formas de onda das tensões impostas pelos conversores do lado primário V_{pri} e secundário V_{sec} (ver Figura 5) são mostradas na Figura 20. Como podem ser observadas, as tensões possuem o mesmo formato em três níveis, porém defasadas entre si por um ângulo ϕ de *phase-shift* e com amplitudes diferentes devido a relação de transformação utilizada.

Ainda na Figura 20.c é observada, a corrente que circula pelo indutor de dispersão L_{sa} no lado secundário do transformador. Nesta forma de onda pode ser observada que não existe componente de baixa frequência e nem nível CC, o que poderia prejudicar a operação do conversor. Percebe-se também a inclinação da forma de onda nos momentos de transição entre os níveis de corrente, tal fato se deve ao ângulo ϕ de *phase-shift*, comportamento comum a operação típica de um conversor DAB operando com *phase-shift* e razão cíclica variável.

Para verificar o comportamento do algoritmo de balanceamento dos capacitores do NPC, foram impostas tensões iniciais desequilibradas em cada NPC por fase (C_{secPx} e C_{secNx}). Na Figura 21 é possível ver que as tensões dos capacitores se equilibram em um pouco menos de 1,5s, o que valida a estratégia adotada e mostra sua eficácia. Juntamente com as formas de ondas que mostram o balanceamento das tensões nos capacitores nos NPCs, pode ser vista a atuação da malha de controle da tensão de saída VMVDC, estabilizando a saída em 30kV, de acordo com o projetado em aproximadamente 1,2s.

VI. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma análise detalhada da topologia inicialmente apresentada em [20], mostrando novos

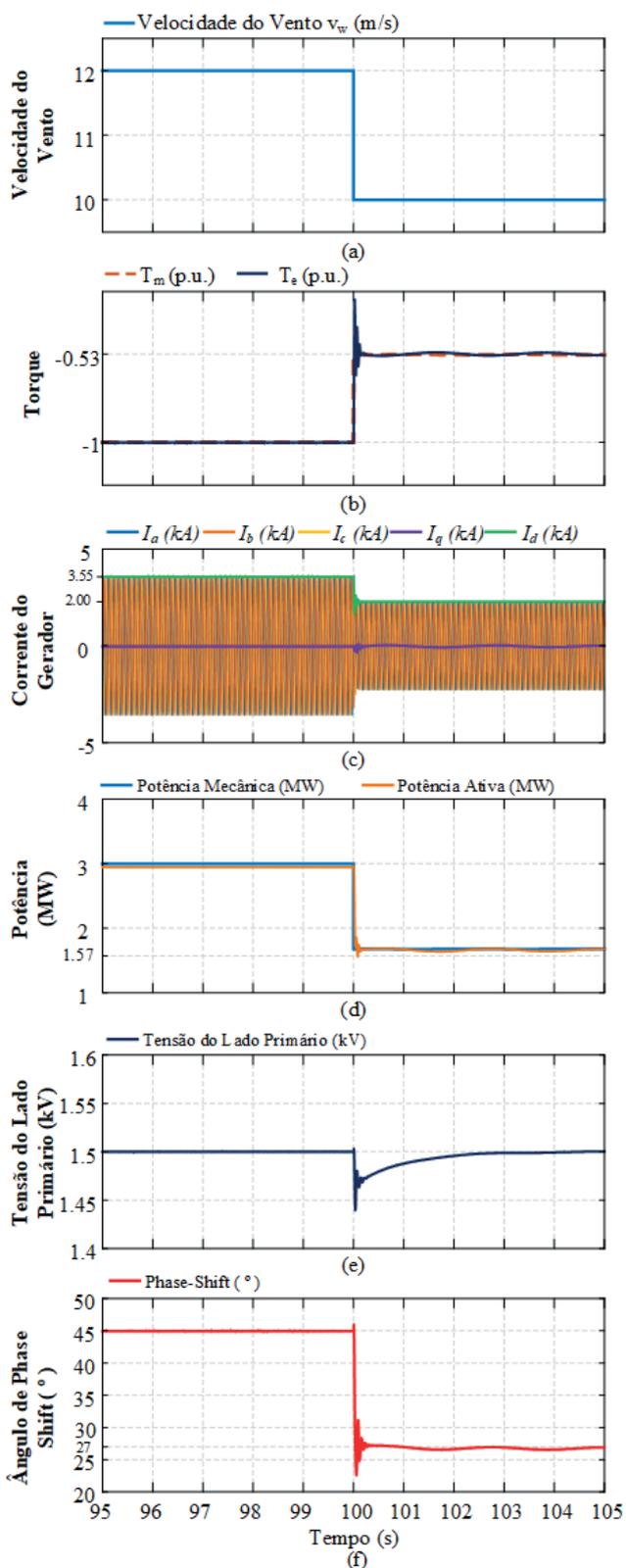


Fig. 19. Comportamento dinâmico: (a) Degrau de velocidade do vento (b) Comportamento do torque mecânico T_m e elétrico T_e (c) Correntes no gerador e correntes do eixo direto e de quadratura (d) Comportamento dinâmico da potência mecânica e ativa (e) Tensão CC do lado primário (f) *Phase-shift* perante um degrau de do vento.

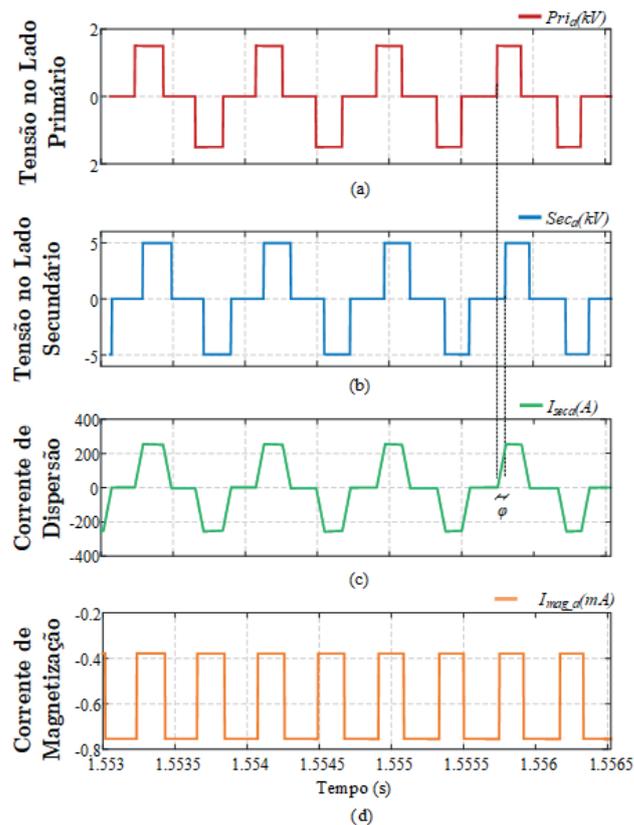


Fig. 20. Formas de ondas: (a) Tensão sintetizada no lado primário (b) Tensão sintetizada no lado secundário (c) Corrente no indutor de dispersão (d) Corrente de magnetização.

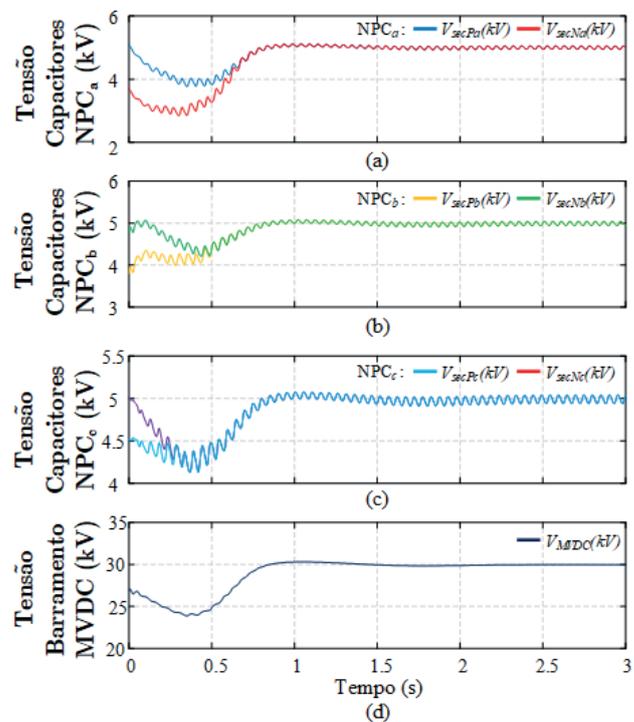


Fig. 21. Tensões nos capacitores do NPC: (a) NPCa (b) NPCb (c) NPCc (d) Tensão no barramento MVDC.

resultados para uma potência de 3 MW, o princípio de operação de cada estágio de conversão, as estratégias de controles adotadas e a modulação utilizada. Tal topologia foi concebida visando aplicações em sistemas de geração eólica *offshore*. A topologia base proposta e suas derivações trifásicas têm por finalidade estabelecer uma conversão CA-CC isolada com menos estágios de conversão. O uso da técnica de *interleaving* associada ao transformador de interfase reduz o número de estágios de conversão além de distribuir melhor as perdas do conversor [26]–[28].

Como apresentado, a topologia base apresenta duas possibilidades para sistemas trifásicos. Na configuração com o lado secundário em paralelo, o uso de conversores NPC proporciona uma tensão de saída CC com o dobro da tensão do lado secundário, sem aumentar os esforços de tensão nas chaves. Com o lado secundário conectado em série, a vantagem é ainda maior, possibilitando um ganho de tensão da saída CC de três vezes, sem aumentar os esforços nos semicondutores. Entretanto, devido ao uso da conexão série nos conversores, há a necessidade de se implementar um algoritmo de balanceamentos das tensões dos capacitores de saída, o que aumenta a complexidade na implementação do algoritmo de controle da estrutura.

Para aplicações em WECS em parques *offshore* com transmissão HVDC, a configuração com os NPC's em série se sobressai pela possibilidade de obter um maior ganho de tensão, resultando em transformadores com menores relações de transformação e com diferença de níveis de tensões entre a porta de entrada e de saída menores. Os resultados apresentados mostram o correto funcionamento da estrutura para a aplicação.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq(314740/2021-0) e a CAPES pelo financiamento deste projeto.

REFERÊNCIAS

- [1] A. G. Gonzalez-Rodriguez, J. Serrano-Gonzalez, M. Burgos-Payan, J. Riquelme-Santos, "Multi-objective optimization of a uniformly distributed offshore wind farm considering both economic factors and visual impact", *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, vol. 52, p. 102148, March, 2012, doi:10.1016/j.epsr.2021.107149.
- [2] E. Apostolaki-Iosifidou, R. McCormack, W. Kempton, P. Mccoy, D. Ozkan, "Transmission Design and Analysis for Large-Scale Offshore Wind Energy Development", *IEEE Power and Energy Technology Systems Journal*, vol. 6, no. 1, pp. 22–31, March, 2019, doi:10.1109/JPETS.2019.2898688.
- [3] A. O. Almeida, I. F. Lopes, P. M. Almeida, M. A. Tomim, J. A. P. Filho, P. G. Barbosa, "Series-DC connection of Offshore wind generating units - modeling, control and galvanic isolation", in *Electric Power Systems Research*, vol. 195, p. 107149, June, 2021, doi:10.1016/j.epsr.2021.107149.
- [4] A. C. BORRÉ, E. A. D. A. JUNIOR, M. AREDES, "Um tap HVDC com fluxo bidirecional de energia", *Eletrônica de Potência*, vol. 15, pp. 45–52, Fevereiro, 2010, doi:10.18618/REP.2010.1.045052.
- [5] H. Dong, Z. Xu, P. Song, G. Tang, Q. Xu, L. Sun, "Optimized Power Redistribution of Offshore Wind Farms Integrated VSC-MTDC Transmissions After Onshore Converter Outage", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 11, pp. 8948–8958, November, 2017, doi:10.1109/TIE.2016.2631136.
- [6] S. Heier, *Grid Integration Of Wind Energy: Onshore And Offshore Conversion Systems*, 3rd ed., John Wiley & Sons, Inc., New York, N.Y., 2014.
- [7] J. Esch, "High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies", *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 5, pp. 736–739, May, 2015, doi:10.1109/JPROC.2015.2418461.
- [8] D. Cazzaro, A. Trivella, F. Cormann, D. Pisinger, "Multi-scale optimization of the design of offshore wind farms", *Applied Energy*, vol. 314, p. 118830, May, 2022, doi:10.1016/j.apenergy.2022.118830.
- [9] M. T. Daniel, H. S. Krishnamoorthy, P. N. Enjeti, "A New Wind Turbine Interface to MVdc Collection Grid With High-Frequency Isolation and Input Current Shaping", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 4, pp. 967–976, June, 2015, doi:10.1109/JESTPE.2015.2443843.
- [10] V. Yaramasu, A. Dekka, M. J. Durán, S. Kouro, B. Wu, "PMSG-based wind energy conversion systems: survey on power converters and controls", *IET Electric Power Applications*, vol. 11, pp. 956–968, July, 2017, doi:10.1049/iet-epa.2016.0799.
- [11] T. Lagier, P. Ladoux, P. Dworakowski, "Potential of silicon carbide MOSFETs in the DC/DC converters for future HVDC offshore wind farms", *High Voltage*, vol. 2, pp. 233–243, December, 2017, doi:10.1049/hve.2017.0070.
- [12] P. Kou, D. Liang, Z. Wu, Q. Ze, L. Gao, "Frequency Support From a DC-Grid Offshore Wind Farm Connected Through an HVDC Link: A Communication-Free Approach", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, no. 3, pp. 1297–1310, March, 2018, doi:10.1109/TEC.2018.2814604.
- [13] H. Krishnamoorthy, M. Daniel, J. Ramos-Ruiz, P. Enjeti, L. Liu, E. Aeloiza, "Isolated AC-DC Converter Using Medium Frequency Transformer for Off-Shore Wind Turbine DC Collection Grid", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 11, pp. 8939–8947, January, 2017, doi:10.1109/TIE.2017.2652405.
- [14] K. Musasa, N. I. Nwulu, M. N. Gitau, R. C. Bansal, "Review on DC collection grids for offshore wind farms with high-voltage DC transmission system", *IET Power Electronics*, vol. 10, pp. 2104–2115, December, 2017, doi:10.1049/iet-pe.2017.0182.
- [15] R. De Doncker, D. Divan, M. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, Jan-Feb, 1991, doi:10.1109/28.67533.

- [16] M. S. Irfan, A. Ahmed, J.-H. Park, C. Seo, “Current-Sensorless Power-Decoupling Phase-Shift Dual-Half-Bridge Converter for DC-AC Power Conversion Systems Without Electrolytic Capacitor”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 5, pp. 3610–3622, July, 2017, doi:10.1109/TPEL.2016.2587813.
- [17] M. Leibl, G. Ortiz, J. W. Kolar, “Design and Experimental Analysis of a Medium-Frequency Transformer for Solid-State Transformer Applications”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 110–123, March, 2017, doi:10.1109/JESTPE.2016.2623679.
- [18] J.-y. Lee, H.-j. Choi, J.-h. Jung, “Three level NPC dual active bridge capacitor voltage balancing switching modulation”, in *IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 438–443, December, 2017, doi:10.1109/INTLEC.2017.8214175.
- [19] D. S. Oliveira, M. I. V. Batista, L. H. S. C. Barreto, P. P. Praça, “A bidirectional single stage AC-DC converter with high frequency isolation feasible to DC distributed power systems”, in *10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, pp. 1–7, November, 2012, doi:10.1109/INDUSCON.2012.6453851.
- [20] M. A. A. Bezerra, J. L. W. Oliveira, P. P. Praça, D. S. Oliveira, L. H. S. C. Barreto, B. R. de Almeida, “Isolated AC-DC Interleaved Converter for MVDC Collection Grid in HVDC Offshore Wind Farm”, in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1926–1933, May, 2019, doi:10.1109/APEC.2019.8722018.
- [21] W. M. dos Santos, D. C. Martins, “Introdução Ao Conversor Dab Monofásico”, *Eletrônica de Potência*, vol. 19, pp. 36–46, Fevereiro, 2014.
- [22] M. A. A. Bezerra, J. L. W. Oliveira, P. P. Praça, D. S. Oliveira, L. H. S. C. Barreto, “Proposal of a control scheme for an active filter on PV micro-inverter applications”, in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2830–2837, May, 2017, doi:10.1109/APEC.2017.7931099.
- [23] V. Yaramasu, B. Wu, “Model Predictive Control of Wind Energy Conversion Systems” in *Modeling of Wind Generators for Model Predictive Control*, pp. 177–206, IEEE, 2017, doi:10.1002/9781119082989.ch6.
- [24] M. T. Daniel, P. N. Enjeti, “Exploring common mode voltage stress and circulating currents in offshore wind turbine to MVDC collection grid interfaces”, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 477–484, October, 2015, doi:10.1109/ECCE.2015.7309727.
- [25] D. A. F. Collier, *Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Conectados a Geradores Síncronos a Ímãs Permanentes em Sistemas de Conversão de Energia Eólica*, Tese de Doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Santa Catarina, Florianópolis, 2011.
- [26] B. R. ALMEIDA, D. S. Oliveira, “Conversor CA-CC trifásico bidirecional de único estágio com correção de fator de potência e isolado em alta frequência”, *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 2, pp. 117 – 125, Mar-Jun 2016, doi:10.18618/REP.2016.2.2627.
- [27] D. S. Oliveira, D. de A. Honório, L. H. S. C. Barreto, P. P. Praça, A. Kunzea, S. Carvalho, “A two-stage AC/DC SST based on modular multilevel converter feasible to AC railway systems”, in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, pp. 1894–1901, April, 2014, doi:10.1109/APEC.2014.6803564.
- [28] L. C. S. Mazza, J. J. S. Souza, W. S. Lima, D. S. O. Jr, F. L. M. Antunes, R. N. M. Oliveira, et al., “Transformador De Estado Sólido CA-CC Monofásico 5 Níveis Baseado no Intercalamento De Braços NPC”, *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 24, pp. 459–469, Out-Dez 2019, doi:10.18618/REP.2019.4.0056.

DADOS BIOGRÁFICOS

Marcus Anderson Almeida Bezerra é graduado em Engenharia Elétrica em 2014 e mestre em 2016 pela Universidade Federal do Ceará. Atua com o desenvolvimento de hardware para o Laboratório de Engenharia de Sistemas de Computação (LESC) e como pesquisador no Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) onde desenvolve sua pesquisa de doutorado. Seus interesses na pesquisa incluem conversores estáticos de potência e aplicações em energias renováveis.

Paulo Peixoto Praça possui graduação em Engenharia Eletrônica pela Universidade de Fortaleza (UNIFOR) em 2003 e doutorado em Engenharia Elétrica pela UFC em 2011. Desde 2009 é professor da Universidade Federal do Ceará- UFC. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência, atuando principalmente nos seguintes temas: conversores multiportas, conversores estáticos para geração eólica e fotovoltaica, conversão CC/CC trifásica, carregador de baterias e veículos elétricos.

Demercil de Souza Oliveira Jr possui doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (2004). Atualmente é Professor Associado da Universidade Federal do Ceará. Atualmente é bolsista produtividade 1D do CNPQ e senior member do IEEE. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência, atuando principalmente nos seguintes temas: comutação suave, conversores estáticos para geração eólica e fotovoltaica, conversão CC/CC trifásica, carregador de baterias e conversor CC/CC.

Dalton de Araújo Honório recebeu o doutorado em Engenharia Elétrica pela UFC, Fortaleza, Brasil 2018. Atualmente é professor adjunto da Universidade Federal do Ceará, onde participa de pesquisas focadas em transformadores de estado sólido, sendo membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) desde 2011 e membro da IEEE Power Electronics Society (PELS) desde 2016. Atualmente, sua pesquisa se concentra em aplicações de eletrônica de potência, especificamente

em conversor multinível em cascata e conversor multinível modular aplicado em transformadores de estado sólido.

Luiz Henrique Silva Colado Barreto concluiu o doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia em 2003. Atualmente é professor titular da Universidade Federal do Ceará, na qual é o Chefe do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE-UFC). Atua como tesoureiro da SOBRAEP desde 2022. é presidente do capítulo profissional IEEE/PELS. É bolsista produtividade CNPq e suas áreas de interesse de pesquisa são: técnicas ZVS e ZCS, estruturas de conversor CC CC, controle de fator de potência e harmônicos, sistemas UPS e conversores multiníveis.