

Sistema de Conversão de Recursos Energéticos Distribuídos baseado no Conversor DAB para Suporte à Rede Elétrica

Pedro A. N. Neto* Camila S. Gehrke** Fabiano Salvadori**
Italo Roger F. M. P. da Silva*

* *Unidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho, Universidade Federal Rural de Pernambuco, PE, (e-mail: pedroalvess1@gmail.com, italo.silva@ieee.org)*

** *Smart Grip Group, Universidade Federal da Paraíba, PB, (e-mail: camila.gehrke@ieee.org, salvadori.fabiano@gmail.com)*

Abstract: This paper presents a comprehensive analysis of the model and control of a power conversion system as interface of distributed energy resource (DER) for supporting the power grid. In this application, the conversion system, with the control strategy, must respond quickly and robustly to adequate the changes and intermitences of DERs to the grid codes, controlling instantly active and reactive power. Therefore, the system consists of dual active bridge (DAB) converter as an additional stage for regulating the dc-link voltage of the dc-ac converter, which is connected to the grid. In implementing the control strategy, the contribution of using an integral-proportional controller was evaluated as alternative to the conventional proportional-integral one, whether for the voltage regulation of the DAB converter as for the instantaneous power control. Simulations were performed and the results were evaluated to validate the theoretical considerations.

Resumo: Este trabalho apresenta uma análise abrangente de modelo e controle de um sistema de conversão de energia como interface de recurso energético distribuído (*distributed energy resource*) (DER) para suporte à rede elétrica. Nesta aplicação, o sistema de conversão, com a estratégia de controle, deve responder de forma rápida e robusta para adequar as variações e intermitências dos DERs aos padrões normativos da rede, controlando instantaneamente potência ativa e reativa. Portanto, o sistema é composto por um conversor ponte ativa dupla (*dual active bridge*) (DAB) como estágio adicional para regulação de tensão do barramento do conversor CC-CA, o qual é conectado à rede elétrica. Na implementação da estratégia de controle, avaliou-se a contribuição do emprego do controlador integral-proporcional como alternativa ao convencional proporcional-integral, tanto na regulação da tensão de saída do conversor DAB como no controle das potências instantâneas. Simulações foram realizadas e os resultados foram avaliados para validar as considerações teóricas.

Keywords: Power conversion system, distributed energy resource; dual active bridge converter; power grid support; integral-proportional controller.

Palavras-chaves: Sistema de conversão de energia; recurso energético distribuído; conversor em ponte ativa dupla; suporte à rede elétrica; controlador integral-proporcional.

1. INTRODUÇÃO

Dado que o potencial para instalação de novas usinas hidrelétricas de grande porte tende a saturar nos próximos anos no Brasil, sobretudo devido aos impactos ambientais e sociais correlatos, há uma crescente demanda por sistemas de geração distribuída (GD). Sob a perspectiva de nível de mini e microgeração, fontes de GD podem ser instaladas, utilizando a infraestrutura da rede elétrica existente, como sistemas de compensação de energia, segundo as Resoluções Normativas 482/2012 e 687/2015 da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). Atualmente, na integração das fontes de GD à rede elétrica, tem-se dispensado sistema

de armazenamento de energia (*energy storage system*) (ESS) em função do alto custo de operação e de aquisição de acumuladores (e.g., baterias, supercapacitores, volantes de inércia).

No entanto, com o desenvolvimento tecnológico e progresso das redes elétricas inteligentes (*smart grids*), a tendência é integrar às plantas de mini e microgeração os ESSs na forma de recurso energético distribuído (*distributed energy resource*) (DER). Do ponto de vista do sistema elétrico de potência, os DERs podem atuar como nós ativos para dar suporte a: 1) fontes intermitentes de geração, complementando potência da carga quando necessário; 2) rede elétrica (concessionárias), operando em *peak shaving*,

deslocamento da demanda, regulação de tensão e frequência; 3) usuários finais (setores industriais e comerciais), dispondo do gerenciamento da energia elétrica produzida ou armazenada pelo lado da demanda. A inserção de DERs operando em *peak shaving* permite fornecer energia elétrica necessária durante horários de maior demanda, reduzindo ou postergando investimentos de concessionárias, por exemplo, na ampliação de linhas de transmissão e distribuição. Além disso, pode-se armazenar energia elétrica em horários fora de ponta para ser utilizada em horários de ponta de modo a reduzir custos para os usuários finais.

A forma mais eficiente e confiável de integrar DERs à rede elétrica, para a transferência da energia gerada e/ou armazenada, é mediante conversores estáticos de potência. Neste contexto, o sistema de conversão permite controlar instantaneamente potência ativa e reativa, gerenciar o fluxo de potência em acumuladores de energia elétrica, minimizar perturbações elétricas oriundas das variações do vento e da irradiação solar, entre muitas outras funcionalidades. De modo geral, sistemas de conversão conectados à rede empregam o uso de transformadores de potência, que operam na frequência da linha, para obter isolamento galvânico e adequar o nível de tensão de saída ao padrão da rede. Contudo, transformadores de potência são elementos passivos que entram o aumento da densidade de potência do sistema (Zhao et al., 2014).

Nas últimas décadas, vários estudos têm sido feitos na aplicação de transformadores de média e alta frequência em transformadores de estado sólido e em sistemas *front-to-front* como alternativa para conectar conversores de potência à rede elétrica com isolamento galvânico. As principais vantagens desses transformadores em relação aos de baixa frequência são a redução significativa do volume, peso e custo de material. Além disso, sistemas de conversão que empregam transformadores de alta frequência podem evitar a distorção da forma de onda de tensão/corrente decorrente da saturação do núcleo dos transformadores de baixa frequência e, quando a frequência de chaveamento é superior a 20 kHz, o ruído audível pode ser bastante reduzido (Zhao et al., 2014).

Na Figura 1, ilustra-se o sistema de conversão proposto para integração de DERs à rede elétrica. Observa-se que se utiliza um estágio de conversão CC-CC por meio do conversor em ponte ativa dupla (*dual active bridge*) (DAB). A saída desse estágio alimenta o barramento do conversor CC-CA, o qual é conectado à rede. Tendo em vista que a tensão fornecida pelos DERs está sujeita a variações, seja devido à disponibilidade de energia de fontes intermitentes de geração seja devido à carga/descarga de acumuladores, a introdução de um estágio CC-CC adicional permite a regulação independente da tensão do barramento CC para que o conversor CC-CA opere nas faixas de tensão/corrente no qual foi projetado. Em outras palavras, por exemplo, a conexão direta de um banco de baterias ou supercapacitores no barramento CC do conversor CC-CA requer que os dispositivos semicondutores sejam superdimensionados para operar em um cenário de estado-de-carga elevado de modo seguro, sem mencionar que a larga variação do índice de modulação para compensar as oscilações da tensão do barramento CC, reduzem a eficiência do sistema e a qualidade de forma de onda de saída (Wang et al., 2016).

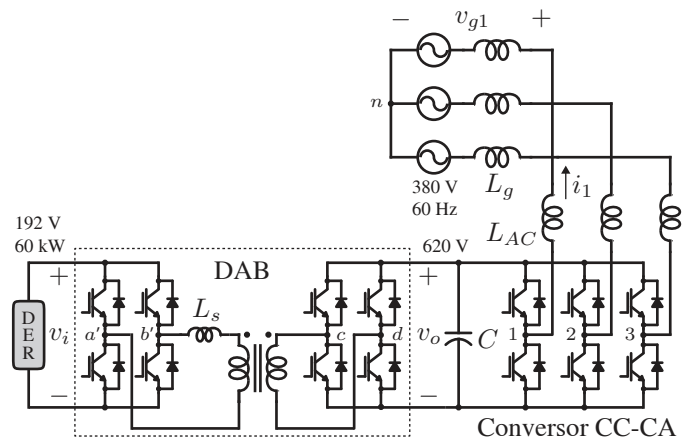


Figura 1. Sistema de conversão de energia proposto para interface de DERs para suporte à rede elétrica.

Desta forma, requer-se que o sistema de conversão seja uma interface bidirecional rápida e robusta para adequar a ampla faixa de variação nos níveis de tensão/corrente entre os DERs e os respectivos conversores conectados à rede independente do fluxo de potência. Além de otimizar o dimensionamento de todo o sistema de conversão, o emprego de um estágio CC-CC adicional viabiliza a criação de uma nova rede elétrica CC a partir dos barramentos CC (um de baixa tensão e outro de média tensão), nos quais se podem instalar novas fontes e cargas (Costa et al., 2017). Portanto, para que os benefícios dos DERs sejam bem explorados no âmbito das *smart grids*, é fundamental que o sistema de conversão seja capaz de controlar simultaneamente potências – ativa e reativa – instantâneas de forma rápida e eficiente, conforme se exige nas aplicações modernas da rede elétrica (Molina, 2017).

O sistema de conversão apresentado na Figura 1 tem sido extensivamente estudado ao longo dos anos para diversas aplicações em termos de características de desempenho, de projeto, de controle e modulação (Tan et al., 2012; Zhao et al., 2014; Tian et al., 2014, 2016; Vargas et al., 2019). Em (Tan et al., 2012), avaliou-se o efeito das correntes de polarização CC, ou corrente de circulação, na saturação do transformador de alta frequência no cenário de aplicação em ESS baseado em baterias de baixa tensão e alta corrente. O problema de corrente de circulação pode ser resolvido a partir de variações da técnica modulação por deslocamento de fase (*phase-shift modulation*) (P_{SM}) do conversor DAB, e.g., os métodos de deslocamento estendido de fase (*extended phase shift*) (EPS) e deslocamento dual de fase (*dual phase shift*) (DPS) (Zhao et al., 2014).

Quanto às estratégias de controle, em (Tian et al., 2014), foi proposta uma estratégia de controle em cascata com desacoplamento das malhas de controle de potência do DAB e do conversor CC-CA. Em (Tian et al., 2016), o efeito do fluxo de potência bidirecional em um conversor DAB foi explorado tendo em vista as variações de impedância de entrada/saída do conversor CC-CA. Verificou-se que o conversor CC-CA pode levar o sistema a instabilidade quando atuar como carga de potência constante (apresentando características de impedância negativa), ao passo que a potência demandada eleva-se e que a frequência

de operação é reduzida. Como solução, foi proposto um controlador de impedância para compensar o comportamento de impedância negativa do conversor CC-CA. Não obstante, a partir da metodologia proposta por (Vargas et al., 2019), pode-se garantir a controlabilidade do conversor DAB mesmo sob distúrbio de potência constante, no qual também foi estabelecido um limite de afundamento de tensão do barramento CC para que o conversor ainda seja capaz de transferir a potência requerida e não perca a estabilidade.

Diante do exposto, com base em metodologias e soluções reportadas na literatura, apresenta-se uma análise abrangente de modelo e controle do sistema de conversão, cf. Figura 1, como interface de DERs para suporte à rede elétrica. Para obtenção de uma resposta dinâmica rápida e suave, avalia-se o emprego do controlador integral-proporcional (IP), também conhecido por controlador pseudo-derivativo, como alternativa ao convencional proporcional-integral (PI) tanto na regulação da tensão do barramento como no controle das potências, ativa e reativa. Em um primeiro cenário de avaliação deste trabalho, utilizou-se o método tradicional de deslocamento único de fase (*single phase shift*) (SPS) da PSM no acionamento do conversor DAB.

2. MODELO DO SISTEMA E ESTRATÉGIA DE CONTROLE

2.1 Estágio CC-CC

O papel da etapa de conversão CC-CC consiste em regular a tensão de saída do barramento capacitivo, controlando o fluxo de potência entre a entrada e saída do estágio, bem como promover uma isolamento galvânica entre um DER e a rede de elétrica. Na finalidade de atender esses objetivos, a operação do DAB emprega uma indutância série L_s junto ao transformador de alta frequência para transferência de energia entre as pontes-H, cf. Figura 1.

Uma maneira simplificada de analisar o DAB é referenciar o lado secundário para o lado primário, tendo em vista a relação de transformação dada por

$$a = \frac{N_{sec}}{N_{pri}} \quad (1)$$

em que N_{sec} e N_{pri} representam respectivamente o número de espiras do lado secundário e primário do transformador. O circuito simplificado do conversor DAB referenciado ao lado primário é ilustrado na Figura 2. Neste caso, a indutância L é o meio por onde flui a potência, sendo a soma entre a indutância série L_s e a indutância de dispersão do transformador (Santos and Martins, 2014).

Para a operação do DAB, a técnica SPS-PSM pode ser implementada para regular a tensão do barramento CC (v_o) no lado secundário (com valor médio V_o), a partir da tensão de alimentação (v_i) no lado primário (com valor médio V_i), por meio do controle do ângulo de defasagem (ϕ) entre as tensões do lado primário e secundário do transformador ($v_{a'b'}$ e v_{cd} respectivamente). A depender do ângulo ϕ , a potência ativa é transferida entre as portas dos DAB, podendo atuar em quatro quadrantes de operação. Considerando o conversor ideal, ou seja, potência de entrada ($P_i = V_i I_i$) igual a potência de saída

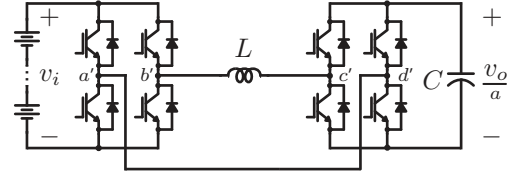


Figura 2. Conversor DAB referenciado ao lado primário do transformador de alta frequência. Adaptada de (Santos and Martins, 2014).

($P_o = V_o I_o$), a potência ativa transmitida (P) entre as portas é expressa por

$$P_i = P_o = P = \frac{V_i^2 d}{\omega_s L} \phi \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (2)$$

em que $d = V_o/aV_i$ é o ganho de tensão, I_i é o valor médio da corrente de entrada (i_i), I_o é o valor médio da corrente de saída (i_o) e $\omega_s = 2\pi f_s$, sendo f_s a frequência de chaveamento do DAB.

No dimensionamento do estágio CC-CC, a partir de (2), é preciso definir um valor para d e determinar a relação de transformação tendo como parâmetro as tensões das portas. Para isso, pode-se definir d levando em conta o nível da corrente eficaz da porta de entrada, como também, o fator de potência de entrada. Assim, a operação do DAB é viável para valores de d próximos da unidade, de modo que o ajuste entre os níveis de tensão de entrada e saída é realizado pela relação de transformação a dada em (1) (Santos and Martins, 2014). Sabendo que a potência ativa transferida pode ser expressa idealmente por (2), a corrente média de saída I_o é dada por

$$I_o = \frac{V_i}{a\omega_s L} \phi \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (3)$$

Nota-se em (3) que se determina o valor médio de $i_o(t)$ durante um período de chaveamento ($T_s = 1/f_s$) em regime permanente – ou seja $\langle i_o \rangle_{T_s} = I_o$ – não sendo possível avaliar o seu comportamento às perturbações de carga (proveniente do conversor CC-CA) e de tensão de entrada (proveniente do banco de baterias). No intuito controlar a tensão de saída $v_o(t)$ frente a essas perturbações, pode-se modelar o estágio de saída do DAB por meio do modelo médio de pequenos sinais CA, em que $\langle x \rangle_{T_s} = X + \delta x$, sendo x uma variável arbitrária.

Deste modo, utiliza-se como base o circuito equivalente apresentado em (Vargas et al., 2019), cf. Figura 3, para o desenvolvimento do modelo do estágio de saída do conversor DAB. Ressalta-se que o modelo em questão considera a ação do sistema de controle da tensão de saída v_o por meio da corrente de saída i_ϕ que depende de ϕ , sendo i_o um distúrbio no controle dependente da potência de saída. Assim, de (3) e analisando o circuito da Figura 3, obtêm-se

$$\langle i_\phi \rangle = \frac{V_i}{a\omega_s L} \langle \phi \rangle \left(1 - \frac{|\langle \phi \rangle|}{\pi} \right) \quad (4)$$

$$\langle i_\phi \rangle = C \frac{d\langle v_o \rangle}{dt} - \langle i_o \rangle \quad (5)$$

em que C é a capacitância do barramento de saída.

Nota-se em (4) que não há uma relação linear entre $\langle i_\phi \rangle$ e $\langle \phi \rangle$, logo, não é possível obter uma função de transferência e o desenvolvimento do circuito de controle de forma

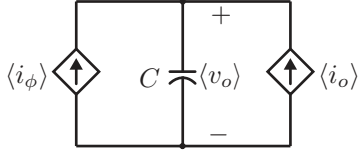


Figura 3. Modelo médio de pequenos sinais do estágio de saída do conversor DAB.

simples. Neste caso, para se obter uma relação linear, define-se um ponto quiescente para o ângulo de defasagem de operação nominal (ϕ_n) e determina-se o polinômio de Taylor de ordem unitária. Dessa forma, aplicando a série de Taylor em (4) obtêm-se

$$\langle i_\phi \rangle = \frac{V_i}{a\omega_s L} \left[\phi \left(1 - \frac{2\phi_n}{\pi} \right) + \frac{\phi_n^2}{\pi} \right] \text{ para } \phi > 0 \quad (6)$$

$$\langle i_\phi \rangle = \frac{V_i}{a\omega_s L} \left[\phi \left(1 + \frac{2\phi_n}{\pi} \right) - \frac{\phi_n^2}{\pi} \right] \text{ para } \phi < 0 \quad (7)$$

Seguidamente, introduzindo pequenas variações de δi_ϕ , δv_o , δi_o e $\delta \phi$ em (5) a (7), verifica-se que

$$I_\phi = I_o = \frac{V_i}{a\omega_s L} \phi_n \left(1 - \frac{|\phi_n|}{\pi} \right) \quad (8)$$

$$\frac{d}{dt} \delta v_o = \frac{V_i k_{\phi_n}}{a\omega_s LC} \delta \phi + \frac{1}{C} \delta i_o \quad (9)$$

em que $k_{\phi_n} = \left(1 - \frac{2|\phi_n|}{\pi} \right)$.

A aplicação da série de Taylor em (4) rende um modelo linearizado para que seja possível implementar a malha de controle. Portanto, aplicando a transformada de Laplace em (9), obtêm-se

$$\delta V_o(s) = \frac{V_i k_{\phi_n}}{a\omega_s LC} \frac{1}{s} \delta \Phi(s) + \frac{1}{sC} \delta I_o(s) \quad (10)$$

Em (10), verifica-se que uma mudança de potência provocada por i_o , a partir do inversor conectado à rede, naturalmente provoca uma variação na tensão de saída v_o do conversor DAB. Por esse motivo, a corrente i_o deve ser considerada uma perturbação ao sistema de controle da tensão v_o . Assim, considerando que a ação de controle compense perturbações de i_o , pode-se expressar a partir de (10) a função de transferência da planta e do distúrbio da carga, respectivamente, tal como segue:

$$\frac{\delta V_o(s)}{\delta \Phi(s)} = \frac{V_i k_{\phi_n}}{a\omega_s LC} \frac{1}{s} \quad (11)$$

$$\frac{\delta V_o(s)}{\delta I_o(s)} = \frac{1}{sC} \quad (12)$$

A função de transferência em (11) permite que a regulação da tensão v_o possa ser realizada mediante um sistema de controle em malha fechada com emprego de um controlador para regulação da resposta dinâmica considerando maiores variações de ϕ . Existe uma gama de controladores consolidados na literatura para uma variada natureza de processos. Um dos controladores mais convencional é o controlador PI, pois sua função de transferência é de primeira ordem e possui a capacidade de controlar plantas de ordens mais altas. De modo geral, uma das grandes vantagens do controlador PI é o ajuste dinâmico do sistema

com erro nulo em regime de permanente, mesmo que haja alguma perturbação atuante no sistema.

O controlador PI adiciona um zero à função de transferência em malha fechada que não é sintonizável, o que pode resultar em uma resposta com *overshoot* elevado. Esse *overshoot* pode ser mitigado, sintonizando os ganhos do controlador para uma resposta superamortecida, no entanto, isso também reduz a capacidade de rejeição a perturbações (Ohm, 1994). Como alternativa ao PI, pode-se adotar o uso do controlador IP que pode ser sintonizado de modo a possuir uma resposta tão rápida quanto o PI com uma capacidade de rejeição a perturbações melhorada. Além disso, o cálculo dos ganhos do IP é bastante mais simples, visto que a função de transferência em malha fechada de uma planta de primeira ordem pode ser comparada à função de segunda ordem na sua forma canônica.

Na Figura 4, ilustra-se o diagrama de blocos da malha fechada do controle da tensão v_o por meio do controlador IP, considerando o distúrbio de carga dado por i_o . Assim, para o controle da tensão v_o , é necessário determinar a referência do ângulo de defasagem ϕ^* associando a referência v_o^* e o controlador. A partir de (11), desconsiderando o atraso de amostragem e o tempo de resposta do conversor DAB (i.e., conversor ideal, logo, $\delta \Phi \approx \delta \Phi^*$), pode-se aplicar o controlador IP de modo que

$$\delta \Phi^*(s) = -K_1 \delta V_o(s) + \frac{1}{sT_1} [\delta V_o^*(s) - \delta V_o(s)] \quad (13)$$

em que

$$\frac{a\omega_s LC}{V_i k_{\phi_n}} s \delta V_o(s) = -K_1 \delta V_o(s) + \frac{1}{sT_1} [\delta V_o^*(s) - \delta V_o(s)] \quad (14)$$

Resolvendo (14), determina-se a função de transferência em malha fechada para o controle da tensão v_o tal como segue:

$$\frac{\delta V_o(s)}{\delta V_o^*(s)} = \frac{\frac{1}{T_1} \frac{V_i k_{\phi_n}}{a\omega_s LC}}{s^2 + K_1 \frac{V_i k_{\phi_n}}{a\omega_s LC} s + \frac{1}{T_1} \frac{V_i k_{\phi_n}}{a\omega_s LC}} \quad (15)$$

De (15), define-se o fator de amortecimento $\zeta = 1$ para uma resposta criticamente amortecida. Assim, o ganho proporcional K_1 pode ser determinado, adotando $T_1 = 10T_s$, por

$$K_1 = \sqrt{\frac{4\pi a LC}{5V_i k_{\phi_n} T_s^2}} \quad (16)$$

considerando que a constante de tempo T_1 deve ser maior (≥ 10) que a taxa de amostragem do ponto vista de estabilidade do controle.

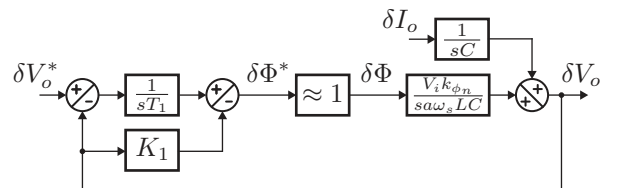


Figura 4. Diagrama de blocos do controle de tensão do barramento CC, empregando o controlador IP.

2.2 Estágio CC-CA

No estágio de conversão CC-CA, o fluxo de potência ativa e reativa é controlado aplicando a teoria pq das potências instantâneas (Watanabe and Aredes, 1998). Para o desenvolvimento do modelo do estágio CC-CA do sistema apresentado na Figura 1, observa-se que o inversor trifásico é conectado à rede elétrica por meio de indutores de acoplamento (L_{AC}). Assim, analisando as malhas do circuito elétrico, verifica-se que

$$v_{kn} = L_{AC} \frac{di_k}{dt} + v_{gk} \quad (17)$$

em que v_{kn} , ou simplesmente v_k , denota as tensões trifásicas de saída do inversor, i_k denota as correntes trifásicas de saída do inversor e v_{gk} denota as tensões trifásicas da rede elétrica, sendo $k = \{1, 2, 3\}$. Além disso, como v_{gk} faz parte do sistema trifásico, então possui a seguinte forma:

$$v_{gk} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{ef} \cos \left(\omega t - (k-1) \frac{2\pi}{3} \right) \quad (18)$$

em que V_{ef} é o valor eficaz da rede elétrica trifásica e $\omega = 2\pi f$, sendo f a frequência da rede elétrica.

Para simplificar a análise, pode-se adotar a notação matricial de modo que \mathbf{x}_{123} é um vetor genérico trifásico que pode representar tanto tensão como corrente no referencial primitivo por

$$\mathbf{x}_{123} = [x_1(t) \ x_2(t) \ x_3(t)]^t \quad (19)$$

Portanto, pode-se reescrever (17) considerando as três fases a partir de (19) da seguinte forma:

$$\mathbf{v}_{123} = L_{AC} \frac{d\mathbf{i}_{123}}{dt} + \mathbf{v}_{g123} \quad (20)$$

Dado o modelo do sistema representado no referencial primitivo em (20), pode-se simplificar a análise, introduzindo a transformação de Clarke, que transforma sinais trifásicos \mathbf{x}_{123} em sinais bifásicos variantes no tempo, x_α e x_β , mais uma componente homopolar x_0 , tal como segue:

$$\mathbf{x}_{0\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{x}_{123} \quad (21)$$

Além disso, pode-se introduzir a matriz rotacional que permite a representação das variáveis $\mathbf{x}_{0\alpha\beta}$ em um referencial de coordenadas girante na velocidade ω , resultando assim na transformação de Park. Logo, tem-se

$$\mathbf{x}_{0dq} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & \sin \theta \\ 0 & -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \mathbf{x}_{0\alpha\beta} \quad (22)$$

em que $\theta = \int \omega dt$.

A hipótese de que o sistema trifásico é equilibrado e não distorcido garante a ausência de componentes de sequência negativa e zero no vetor de transformação das tensões e correntes na base 123. Desta forma, aplicando (21) e (22) em (20), obtêm-se

$$v_d = L_{AC} \frac{di_d}{dt} - (\omega L_{AC} i_q - v_{gd}) \quad (23)$$

$$v_q = L_{AC} \frac{di_q}{dt} + (\omega L_{AC} i_d - v_{gq}) \quad (24)$$

Considerando que \mathbf{v}_{g123} e \mathbf{i}_{123} são variáveis medidas do sistema, pode-se controlar as potências ativa e reativa injetadas na rede elétrica a partir das correntes i_d e i_q . Assim, determina-se a potência real p , imaginária q e de sequência zero p_0 por

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (25)$$

Haja vista que se considera p_0 , \tilde{p} , \tilde{q} nulos, a análise do sistema proposto torna-se similar à teoria convencional das potências. Deste modo, as potências p e q podem ser determinadas por (25), utilizando as variáveis de tensão da rede e de corrente do inversor no referencial estacionário $0\alpha\beta$. Logo, reescreve-se (25) por

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{g\alpha} & v_{g\beta} \\ v_{g\beta} & -v_{g\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (26)$$

Analisando (23) e (24) no domínio da frequência, obtêm-se as funções de transferência que relacionam as correntes \mathbf{I}_{dq} com as tensões \mathbf{V}_{dq} tal como segue:

$$sL_{AC}\mathbf{I}_{dq}(s) = \mathbf{V}_{dq}(s) - [\mathbf{V}_{gdq}(s) \mp \omega L_{AC}\mathbf{I}_{qd}(s)] \quad (27)$$

Na Figura 5, ilustra-se o diagrama de blocos da malha fechada do controle desacoplado das correntes \mathbf{i}_{dq} por meio do controlador IP. Para o controle das potências ativas e reativas do sistema, é necessário determinar as referências das correntes \mathbf{i}_{dq}^* para o controle em malha fechada com as referências das potências p^* e q^* . Isolando o vetor $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ em (26), seguidamente, aplicando a transformação de Park, obtêm-se

$$\begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{g\alpha}^2 + v_{g\beta}^2} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{g\alpha} & v_{g\beta} \\ v_{g\beta} & -v_{g\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \quad (28)$$

A partir de (27), desconsiderando o atraso de amostragem e de resposta do inversor trifásico (i.e., $\mathbf{V}_{dq} \approx \mathbf{V}_{dq}^*$), pode-se aplicar o controlador IP de modo que

$$\mathbf{V}_{dq}^*(s) = -K_2 \mathbf{I}_{dq}(s) + \frac{1}{sT_2} [\mathbf{I}_{dq}^*(s) - \mathbf{I}_{dq}(s)] + \mathbf{V}_{gdq}(s) \mp \omega L_{AC} \mathbf{I}_{qd}(s) \quad (29)$$

em que

$$sL_{AC}\mathbf{I}_{dq}(s) = -K_2 \mathbf{I}_{dq}(s) + \frac{1}{sT_2} [\mathbf{I}_{dq}^*(s) - \mathbf{I}_{dq}(s)] \quad (30)$$

Resolvendo (30), determina-se a função de transferência em malha fechada para o controle das correntes \mathbf{i}_{dq} tal como segue:

$$\frac{\mathbf{I}_{dq}(s)}{\mathbf{I}_{dq}^*(s)} = \frac{\frac{1}{T_2 L_{AC}}}{s^2 + \frac{K_2}{L_{AC}} s + \frac{1}{T_2 L_{AC}}} \quad (31)$$

Similarmente ao procedimento realizado no estágio CC-CC, define-se o fator de amortecimento $\zeta = 1$ para uma resposta criticamente amortecida em (31); ademais, o ganho proporcional K_2 pode ser determinado, adotando $T_2 = 20T_1$, por

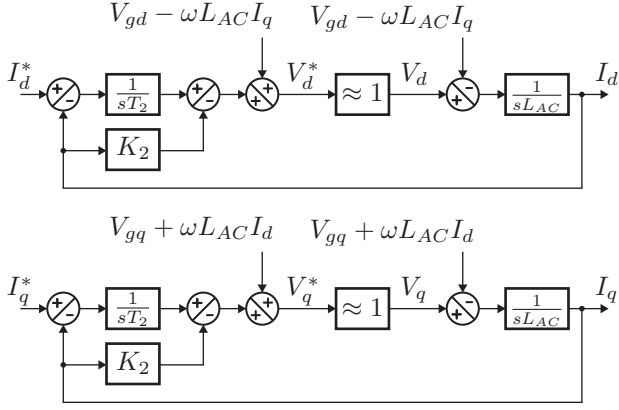


Figura 5. Diagrama de blocos do controle de corrente desacoplado das componentes d e q , empregando o controlador IP.

$$K_2 = \sqrt{\frac{L_{AC}}{50T_s}} \quad (32)$$

considerando que a constante de tempo T_2 deve ser maior que T_1 .

3. RESULTADOS

O sistema de conversão estudado foi dimensionado para conexão com uma rede de distribuição de 60 kVA, 380 V e 60 Hz. Os parâmetros utilizados na simulação encontram-se na Tabela 1. Os ganhos dos sistemas de controles apresentados na Seção 2 são apresentados na Tabela 2. Quanto ao dimensionamento dos elementos passivos, utilizou-se a metodologia apresentada em (Santos and Martins, 2014) para determinar os parâmetros do DAB, enquanto a indutância de acoplamento foi determinada considerando uma reatância indutiva menor que 0,2 p.u., mantendo assim a capacidade de transferência de potência sem redução de fator de potência conforme demonstrado em (Enjeti and Rahman, 1993). Ressalta-se que os valores de razão de transformação (a) e capacitância do barramento (C) foram aproximados para valores padrões. Para a modulação do conversor CC-CA, utilizou-se a modulação por largura de pulso (*pulsewidth modulation*) (PWM) escalar, cujo padrão de pulsos de comando das chaves de potência é baseado no esquema de comparação em portadora (de frequência f_s) com os valores instantâneos das tensões do sistema de conversão. Nesta abordagem escalar de modulação, obtém-se um resultado similar a PWM por espaço vetorial quanto a maximização de utilização do barramento CC em até 15,47%; adotou-se um fator de distribuição de roda-livre igual a 0,5.

Nesta seção, apresentam-se resultados simulados do *software* PSIM para três cenários: 1) operação de troca de fluxo de potência nominal de ± 60 kW e ± 60 kvar; 2) operação com afundamentos na tensão fornecida pelo DER em até 35% de 192 V; 3) operação em 4 quadrantes do plano pq . Na Figura 6, encontram-se as formas de onda simuladas do sistema de conversão no cenário 1 considerando o instante de partida. Observa-se na Figura 6(a) o comportamento do sistema frente a uma mudança em rampa potência ativa de -60 kW para 60 kW durante 100 ms. No instante de partida do sistema, verifica-se que a tensão v_o apresentou um *overshoot* na ordem de 4,84% de

Tabela 1. Parâmetros do sistema utilizados na simulação.

Potência nominal do sistema	P_n/S_n	60 kW/60 kVA
Tensão eficaz da rede elétrica	V_{ef}	380 V
Tensão fornecida pelo DER	V_i	192 V
Tensão nominal do barramento CC	V_o	620 V
Tensão máx. do barramento CC	$V_{o(max)}$	615 V
Tensão mín. do barramento CC	$V_{o(min)}$	625 V
Frequência da rede elétrica	f	60 Hz
Frequência de chaveamento	f_s	10 kHz
Ângulo de operação nominal	ϕ_n	45°
Razão de transformação	a	3,4
Capacitância do barramento CC	C	680 μ F
Indutância série equivalente	L	5 μ H
Indutância da rede elétrica	L_g	100 μ H (1,57%)
Indutância de acoplamento	L_{AC}	500 μ H (7,83%)

*Valores em () encontram-se na base 60 kVA, 380 V e 60 Hz.

Tabela 2. Ganhos e constantes de tempo dos controladores.

T_1	1 ms
K_1	173,97 mrad/V
T_2	20 ms
K_2	316,23 mA/V

620 V com um tempo de acomodação (para uma tolerância de 2%) em torno de 8 ms demonstrando uma boa resposta da ação de controle, tendo em vista que se considerou $p^* = -60$ kW. Além disso, durante a transição do fluxo de potência ativa, não se percebe nenhum *overshoot* na resposta do sistema e nenhuma influencia desse transitório nas componentes em quadratura. Similarmente, na Figura 6(b), observa-se o comportamento do sistema frente a uma mudança em rampa potência reativa de -60 kvar para 60 kvar durante 100 ms.

Na Figura 7, ilustra-se o comportamento do sistema de conversão atuando no cenário 2, sob afundamentos na tensão de entrada v_i . Neste caso, considerou-se uma transferência de potência ativa de 40 kW (33,33% menor que a nominal para manter a estabilidade do sistema) e de potência reativa de 40 kvar. Observa-se que a tensão v_o não apresentou nenhuma perturbação significativa na primeira variação em v_i de 192 V para 163 V (afundamento de 15% de 192 V). Seguidamente, na resposta a um degrau de afundamento em v_i de 163 V para 125 V (afundamento de 35% de 192 V), a tensão v_o apresentou um transitório de pico-a-pico na ordem de 4% de 620 V com um tempo de acomodação (para uma tolerância menor que 1%) em torno de 20 ms.

Na Figura 8, encontram-se as formas de onda simuladas do sistema de conversão no cenário 3. Neste caso, pode-se avaliar a resposta ao degrau das potências, ativa e reativa, simultaneamente. Arbitraram-se degraus de ± 40 kW e ± 40 kvar, de modo que o sistema operava com cerca 94,28% de 60 kVA. Como se era esperado, a tensão v_o sofreu maiores perturbações na transição de potência ativa, enquanto fornecia ± 40 kvar à rede elétrica. No entanto, pode-se considerar que a ação de controle atuou de forma satisfatória, visto que o *overshoot* de v_o encontrou-se na ordem de 0,81% de 620 V com um tempo de acomodação (para uma tolerância menor que 1%) em torno de 20 ms. Cumpre ressaltar que em todas as simulações, nenhuma

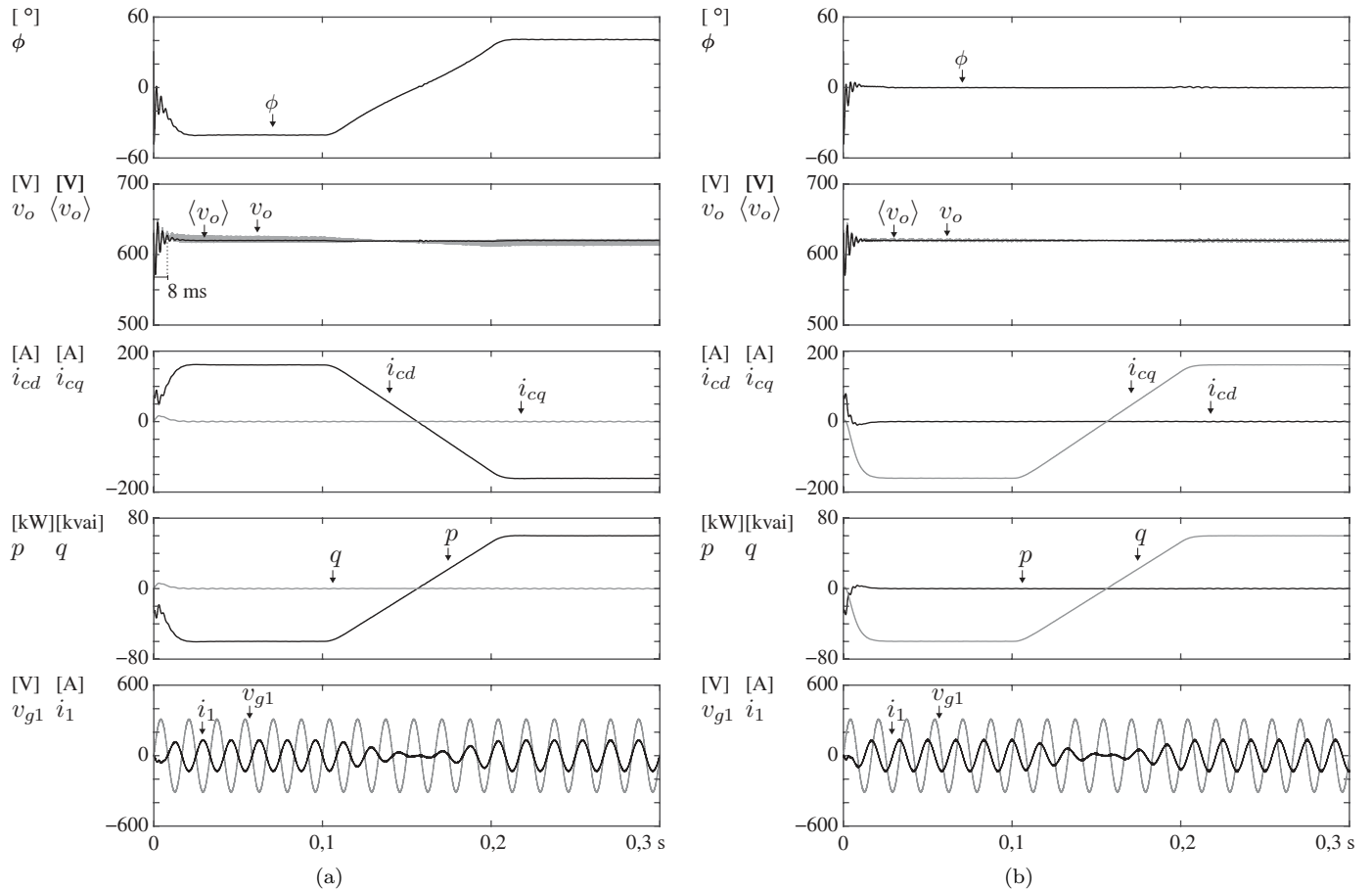


Figura 6. Resultados simulados do sistema de conversão no instante de partida para (a) o cenário de variação de -60 kW (absorvendo potência ativa da rede) para 60 kW (fornecendo potência ativa à rede) em 100 ms e (b) o cenário de variação de potência reativa -60 kvar (absorvendo potência reativa da rede) para 60 kvar (fornecendo potência reativa à rede) em 100 ms .

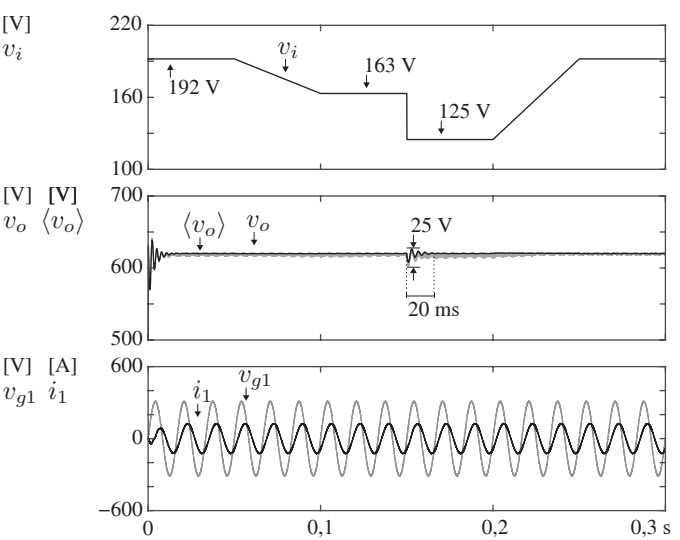


Figura 7. Resultados simulados do sistema de conversão sob perturbações na tensão fornecida pelo DER.

das perturbações comprometeu a operação correta e estável do sistema de conversão, por conseguinte, os sinais de saída do conversor CC-CA não sofreram degradação da qualidade de forma de onda.

4. CONCLUSÃO

Neste trabalho, apresentou-se de forma abrangente o modelo e a estratégia de controle de um sistema de conversão, composto por conversores DAB e CC-CA, para fins de interface entre DERs e à rede elétrica. O emprego do controlador IP possibilitou na obtenção em funções de transferências de malha fechada de forma simples, bem como, resultou em respostas dinâmicas rápidas e suaves. Sob a hipótese de que o sistema trifásico é equilibrado e não distorcido, as análises teóricas puderem ser validadas por resultados de simulação em cenários diversos de operação, considerando tanto perturbações na entrada como na saída do sistema.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer à Fundação de Amparo à Ciência e Tecnologia do Estado de Pernambuco (FACEPE) e ao Laboratório Multiusuário de Geração Distribuída (LMGD) da UACSA/UFRPE pela disponibilização da infraestrutura e demais serviços realizados neste trabalho, bem como ao amparo e auxílio financeiro do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

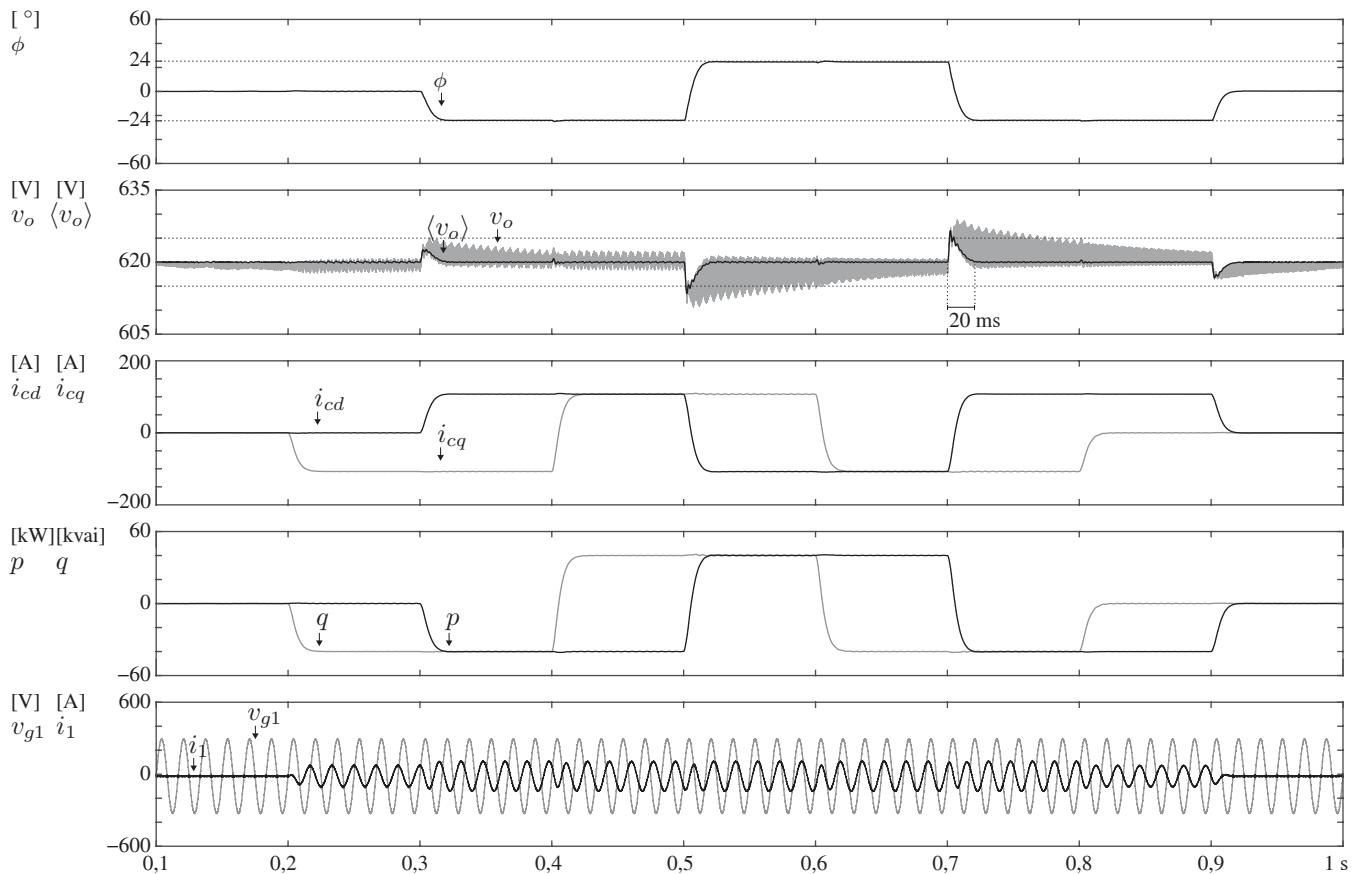


Figura 8. Resultados simulados do sistema de conversão operando em 4 quadrantes sob resposta ao degrau de ± 40 kW e ± 40 kvar a cada 100 ms.

REFERÊNCIAS

- Costa, L.F., De Carne, G., Buticchi, G., and Liserre, M. (2017). The Smart Transformer: A solid-state transformer tailored to provide ancillary services to the distribution grid. *IEEE Power Electron. Mag.*, 4(2), 56–67. doi:10.1109/MPEL.2017.2692381.
- Enjeti, P.N. and Rahman, A. (1993). A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost AC motor drives. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 29(4), 806–813. doi:10.1109/28.231999.
- Molina, M.G. (2017). Energy Storage and Power Electronics Technologies: A Strong Combination to Empower the Transformation to the Smart Grid. *Proc. IEEE*, 105(11), 2191–2219. doi:10.1109/JPROC.2017.2702627.
- Ohm, D.Y. (1994). Analysis of PID and PDF compensators for motion control systems. In *1994 IEEE 29th Annu. Meet. Ind. Appl. Soc.*, 1923–1929. IEEE. doi:10.1109/IAS.1994.377694.
- Santos, W.M. and Martins, D.C. (2014). Introduction To Single Phase Dab Converter. *Eletrônica de Potência*, 19(1), 36–46. doi:10.18618/REP.2014.1.036046.
- Tan, N.M.L., Abe, T., and Akagi, H. (2012). Design and Performance of a Bidirectional Isolated DC–DC Converter for a Battery Energy Storage System. *IEEE Trans. Power Electron.*, 27(3), 1237–1248. doi:10.1109/TPEL.2011.2108317.
- Tian, Y., Chen, Z., Deng, F., Sun, X., and Hu, Y. (2014). Coordinative control of active power and DC-link voltage for cascaded dual-active-bridge and inverter in bidirectional applications. In *2014 IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, 2249–2256. IEEE. doi:10.1109/ECCE.2014.6953703.
- Tian, Y., Loh, P.C., Deng, F., Chen, Z., Sun, X., and Hu, Y. (2016). Impedance Coordinative Control for Cascaded Converter in Bidirectional Application. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 52(5), 4084–4095. doi:10.1109/TIA.2016.2564359.
- Vargas, T., Queiroz, S.S., Silva, G.S., and Rech, C. (2019). Controllability study of dual-active bridge converter in cascaded converter structures. *Eletrônica de Potência*, 24(1), 18–26. doi:10.18618/REP.2019.1.0012.
- Wang, G., Konstantinou, G.S., Townsend, C.D., Pou, J., Vazquez, S., Demetriades, G.D., and Agelidis, V.G. (2016). A Review of Power Electronics for Grid Connection of Utility-Scale Battery Energy Storage Systems. *IEEE Trans. Sustain. Energy*, 7(4), 1778–1790. doi:10.1109/TSTE.2016.2586941.
- Watanabe, E.H. and Aredes, M. (1998). Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações - Filtros Ativos e FACTS.
- Zhao, B., Song, Q., Liu, W., and Sun, Y. (2014). Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System. *IEEE Trans. Power Electron.*, 29(8), 4091–4106. doi:10.1109/TPEL.2013.2289913.