

ESTUDO DA CONTROLABILIDADE DO CONVERSOR *DUAL-ACTIVE BRIDGE* EM ESTRUTURAS DE CONVERSORES EM CASCATA

Tadeu Vargas^{1,2}, Samuel S. Queiroz³, Guilherme S. da Silva⁴, Cassiano Rech¹

¹Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), Santa Maria – RS, Brasil

²Universidade Regional Integrada do Alto Uruguai e das Missões (URI), Frederico Westphalen – RS, Brasil

³Universidade Federal do Ceará (UFC), Fortaleza – CE, Brasil

⁴Universidade Federal do Pampa (UNIPAMPA), Centro de Tecnologia de Alegrete (CTA), Alegrete – RS, Brasil

e-mail: eng.tadeuvargas@gmail.com, samuelsqueiroz100@gmail.com, guilhermesds@gmail.com, rech.cassiano@gmail.com

Resumo – Este trabalho avalia a controlabilidade do conversor Dual-Active Bridge (DAB), sob perturbações de carga, considerando que este conversor compõe um sistema com conversores em cascata. Mais especificamente, este artigo analisa o sistema de controle de um módulo de potência composto por um conversor CC-CC DAB conectado em série com um conversor CC-CA em ponte completa monofásico. A análise envolve o estudo da estabilidade através do critério das impedâncias para conversores em cascata e da controlabilidade do conversor DAB através da sua capacidade de transferência de potência sob a ocorrência de um afundamento de tensão do barramento CC, produzido por uma variação de carga na saída do módulo de potência (saída do conversor CC-CA). Um modelo equivalente em malha fechada do conversor DAB é apresentado, que representa o comportamento do afundamento de tensão CC para perturbações de carga com potência constante. Algumas restrições do projeto de controle são definidas para obter um sistema estável e controlável, e obter uma região de operação segura. Resultados experimentais são incluídos para validar a análise teórica proposta.

Palavras-Chave – Controlabilidade, Conversor *Dual-Active Bridge*, Conversores em Cascata, Estabilidade.

CONTROLLABILITY STUDY OF DUAL-ACTIVE BRIDGE CONVERTER IN CASCADED CONVERTER STRUCTURES

Abstract – This paper evaluates the controllability of the Dual-Active Bridge (DAB) converter under load disturbances, considering that it composes a system with cascaded power converters. More specifically, this paper analyzes the control system of a power module composed of a dc-dc Dual-Active Bridge converter connected in series with a single-phase full-bridge dc-ac converter. The analysis involves the study of the stability through the impedance criterion of the cascaded converters and the controllability of the DAB converter through its power transfer capability under the occurrence of a dc bus voltage sag, produced by a sudden load change at the

output of the power module (dc-ac converter output). An equivalent closed-loop DAB model is presented to represent the dc voltage sag behavior for constant power load disturbances. Some restrictions of the control design are defined to achieve a stable and controllable system and to obtain a safe operating region. Experimental results are included for validating the proposed theoretical analysis.

Keywords – Cascaded Converters, Controllability, Dual-Active Bridge Converter, Stability.

NOMENCLATURA

ϕ	Ângulo de defasagem do DAB
ϕ_n	Ângulo nominal de defasagem do DAB
C_o	Capacitor do barramento CC
f_c	Frequência de cruzamento de ganho do PI
$f_{z, PI}$	Frequência do zero do controlador PI
i_o	Corrente de carga
i_ϕ	Corrente de saída do conversor DAB
K_p	Ganho proporcional do controlador PI
m_a	Índice de modulação de amplitude
N_s	Relação de espiras do transformador
P_o, P_o	Potência de saída do conversor DAB
V_{dist}	Distúrbio de saída
V_i, v_i	Tensão CC de entrada do DAB
V_o, v_o	Tensão do barramento CC
V_{o_min}	Tensão de saída mínima CC
v_ϕ	Variável auxiliar
X_L	Reatância indutiva do DAB
$Z_{i_in}(s)$	Impedância de entrada do conversor CC-CA
$Z_{o_d}(s)$	Impedância de saída do conversor DAB
$G_{v_{o\phi}}(s)$	Planta da tensão de saída pela corrente de carga
$G_{v_{o\phi}}(s)$	Planta da tensão de saída pela variável auxiliar
$C_{v_{o\phi}}(s)$	Controlador de tensão CC pela variável auxiliar
$C_{v_{o\phi}}(s)$	Controlador de tensão CC pelo ângulo

I. INTRODUÇÃO

A estrutura composta pelo conversor CC-CC *dual-active bridge* (DAB) conectado a um conversor CC-CA monofásico em ponte completa, como mostrado na Figura 1, tem sido aplicada em muitos sistemas de processamento de energia. Sua capacidade de controle e funcionalidade torna esta estrutura atrativa para algumas aplicações, tais como transformadores de estado sólido (SST) e interface de banco

Artigo submetido em 09/05/2018. Primeira revisão em 08/08/2018. Aceito para publicação em 21/11/2018 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.1.0012>

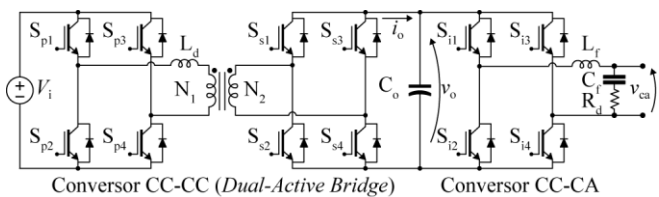


Fig. 1. Módulo de potência composto por conversor CC-CC (DAB) e conversor CC-CA monofásico.

de baterias [1], [2]. Escalabilidade para alcançar altos níveis de potência e tensão, fluxo de potência bidirecional controlável, estrutura modular e a capacidade para integrar fontes de energia renovável, dispositivos de armazenamento de energia e rede elétrica são algumas das potenciais funcionalidades que podem ser alcançadas com esta estrutura.

Em sistemas com múltiplos conversores, o projeto de controle é geralmente desenvolvido para cada estágio de conversão de energia. Mesmo que cada estágio individual seja bem projetado e estável em operação isolada, todo o sistema pode apresentar um desempenho inaceitável. As interações entre os conversores em cascata podem degradar o desempenho de todo o sistema ou ainda torná-lo instável. Sabe-se que a partir da análise das impedâncias em malha fechada é possível determinar o nível de interação entre os conversores em cascata, a estabilidade do sistema e obter os parâmetros críticos de potência e de controle para garantir uma operação adequada [3]-[6]. Por exemplo, a estabilidade de conversores em cascata em um SST foi analisada usando os critérios de impedância [1] ou Nyquist [3]. A análise da estabilidade e o comportamento de cargas de potência constante (impedância negativa) para sistemas automotivos são apresentados em [7]. Uma técnica para eliminar as ressonâncias de baixa frequência e melhorar a estabilidade dos conversores em cascata é apresentada em [8], onde um modelo de baixa frequência é usado e um controlador é adicionado para modificar a característica da impedância de saída em torno da frequência de ressonância. Além disso, um controlador de impedâncias é proposto em [9] para variar a característica da impedância de entrada do conversor CC-CA.

Além da análise das impedâncias, outro fator crítico relacionado a estrutura de conversores em cascata, especialmente para o conversor DAB, é a capacidade de controle do fluxo de potência. Considerando os conversores da Figura 1, um degrau de carga na saída do conversor CC-CA produz uma queda de tensão no barramento CC secundário. No entanto, dependendo da amplitude do afundamento de tensão, o sistema não é capaz de transferir potência ativa e regular a tensão do barramento CC, o que significa que o sistema se torna não controlável. Este problema pode ser particularmente importante, porque a conexão em cascata do conversor CC-CA com o conversor DAB produz uma ondulação de tensão no barramento CC com o dobro da frequência da rede, o que limita a banda passante do controlador de tensão do barramento CC. Por esse motivo, geralmente controladores com baixa banda passante são usados, mas há um limite mínimo para a banda passante de controle que pode resultar na não controlabilidade do conversor DAB. Devido a essas limitações, um sistema de controle que apresente ganho

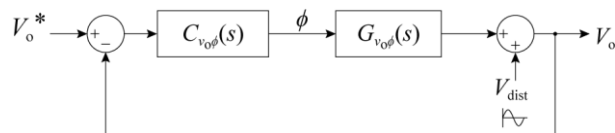


Fig. 2. Diagrama de blocos da malha de controle de tensão do DAB.

muito baixo na frequência de ondulação pode ser utilizado, tal como o filtro *notch* [10], reduzindo a ondulação na ação de controle e permitindo o aumento da banda passante. Porém, essa abordagem não é considerada, pois o projeto de controle é realizado de forma individual e normalmente o compensador Proporcional-Integral (PI) é empregado para o conversor DAB.

Portanto, este artigo amplia a análise de controle do módulo de potência composto por um conversor CC-CC DAB e um conversor CC-CA monofásico em ponte completa, considerando tanto a análise de estabilidade, baseada no critério das impedâncias, quanto a análise da controlabilidade, de acordo com a capacidade de transferência de potência e regulação de tensão do barramento CC secundário sob diferentes condições de operação e variações de carga. Além disso, este trabalho inclui um modelo equivalente do conversor DAB em malha fechada, que representa o comportamento da tensão CC de saída para cargas de potência constante. Também é apresentada uma metodologia de projeto para garantir a controlabilidade do conversor DAB com base nos parâmetros do sistema e distúrbios de carga. Os limites de operação que garantem a estabilidade e a capacidade de transferência de potência também são fornecidos.

II. TOPOLOGIA DO CONVERTOR EM CASCATA

Os conversores em cascata apresentados na Figura 1 são conectados através do barramento CC secundário (capacitor C_o). O conversor DAB é responsável pela regulação de tensão do barramento CC secundário e o conversor CC-CA controla a tensão CA nos terminais do filtro LC .

A estratégia de modulação dois níveis com defasagem (*phase-shift*) é aplicada ao conversor DAB para regular a tensão do barramento CC secundário (v_o) através do ajuste do ângulo de defasagem (ϕ) entre as tensões primária e secundária do transformador de alta frequência [11]. Embora o ângulo de defasagem possa assumir valores entre -180° e $+180^\circ$ para fluxo de potência bidirecional, o ângulo deve estar compreendido entre $\pm 45^\circ$ para evitar operar em regiões de elevadas perdas e baixa eficiência [12]-[15].

A Figura 2 ilustra o diagrama de blocos do sistema de controle de tensão do DAB, onde $C_{v\phi}(s)$ é o compensador de tensão, que calcula o ângulo de defasagem aplicado na estratégia de modulação. Um sinal de distúrbio V_{dist} é adicionado na saída para representar a ondulação de tensão no barramento CC no dobro da frequência de saída, que é causada pela potência instantânea de saída CA [16]. Consequentemente, o ângulo de defasagem gerado pelo sistema de controle do DAB tem uma componente CA no dobro da frequência de saída.

Esta componente alternada do ângulo de defasagem afeta o projeto do sistema de controle. Para aplicações em que o valor médio de ϕ assume valores em torno de 45° , a banda

TABELA I
Parâmetros do Conversor DAB

Parâmetro	Valor
Potência (P_{DAB})	500 W
Tensão de entrada (V_i)	400 V
Tensão de saída (V_o)	400 V
Frequência de comutação (f_{SDAB})	20 kHz
Capacitor de saída (C_o)	260 μ F
Relação de transformação (N_s)	1:1

TABELA II
Parâmetros do Conversor CC-CA

Parâmetro	Valor
Potência ($P_{cc-ca\ conv}$)	500 W
Tensão de saída (V_{ca})	220 V _{rms}
Frequência de saída (f_{ca})	60 Hz
Frequência de comutação ($f_{sw\ inv}$)	20 kHz
Capacitor de filtro (C_f)	1 μ F
Indutor de filtro (L_f)	2,59 mH
Resistência de amortecimento (R_d)	10 Ω
Resistência de carga (R_{inv})	96,8 Ω

passante de controle deve ser bastante limitada para reduzir a ondulação da ação de controle e, portanto, evitar a operação com ângulos de defasagem maiores que 45°.

Por outro lado, a redução na banda passante, que geralmente é necessária para reduzir o ganho do controlador e diminuir a ondulação no ângulo de defasagem, pode degradar o desempenho e a margem de estabilidade do sistema com conversores em cascata.

A. Análise da Estabilidade

Neste trabalho, o conversor DAB é controlado por um compensador PI, cuja frequência do zero (f_{z_PI}) é definida em 1 Hz e o ganho proporcional (K_p) é ajustado para obter a frequência de cruzamento de ganho (f_c) desejada. Um compensador ressonante é usado para controlar a tensão de saída CA do conversor CC-CA, com frequência de ressonância ajustada em 60 Hz.

A estabilidade do módulo de potência em malha fechada pode ser verificada a partir do critério das impedâncias [1]. A partir dos parâmetros fornecidos nas Tabelas I e II e com base no projeto de controle, a magnitude da impedância de entrada do conversor CC-CA em malha fechada ($Z_{i_in}(s)$) e a magnitude da impedância de saída do conversor DAB em malha fechada ($Z_{o_d}(s)$) são apresentadas na Figura 3, para um conversor DAB com ângulo nominal de defasagem (ϕ_h) de 20°. De acordo com o critério das impedâncias, a estabilidade é assegurada se a magnitude da impedância de entrada do conversor CC-CA for superior à magnitude da impedância de saída do conversor DAB ($|Z_{i_in}(s)| > |Z_{o_d}(s)|$) para todo o espectro de frequência [4], [5], [17].

Na Figura 3, a frequência de cruzamento de ganho da malha de controle de tensão do DAB é variada de 3 Hz a 20 Hz. Verifica-se que a redução da frequência de cruzamento de ganho aumenta a magnitude do pico de $|Z_{o_d}(j\omega)|$ em baixas frequências. Como consequência, a frequência de cruzamento de ganho da malha de tensão do barramento CC pode ser um fator crítico que pode levar o sistema de conversores em cascata à instabilidade.

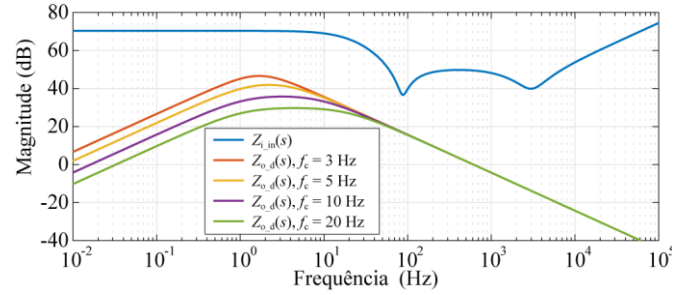


Fig. 3. Magnitude de $Z_{o_d}(s)$ e $Z_{i_in}(s)$, ($\phi_h = 20^\circ$ e $C_o = 260 \mu$ F).

B. Capacidade de Transferência de Potência do Conversor DAB

Embora o sistema em malha fechada ainda possa ser estável para frequência de cruzamento de ganho reduzidas, a banda passante de controle limitada leva a tempos de acomodação grandes. Por exemplo, um distúrbio de carga na saída do conversor CC-CA produz uma perturbação de tensão no barramento CC secundário, cuja amplitude está relacionada diretamente com parâmetros de potência (por exemplo, capacitância do barramento) e de controle (por exemplo, frequência de cruzamento de ganho da malha de tensão do barramento CC secundário). Para valores muito baixos de frequência de cruzamento de ganho e de capacitância de barramento, o distúrbio no barramento aumenta. Para baixos valores de frequência de cruzamento, o afundamento de tensão causado por um degrau de carga incremental na saída pode ser muito significativo, e o conversor DAB pode perder sua capacidade de transferência de potência [18], que é limitada por vários fatores, incluindo o nível de tensão CC de entrada e de saída, como pode ser observado:

$$P_o = V_o \frac{V_i}{X_L N_s} \phi \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (1)$$

onde:

$$X_L = V_o \frac{V_i}{P_o N_s} \phi_n \left(1 - \frac{|\phi_n|}{\pi} \right) \quad (2)$$

e V_o é a tensão de saída, V_i é a tensão de entrada, X_L é a reatância indutiva do DAB, N_s é a relação de espiras do transformador, ϕ_n é o ângulo nominal de defasagem e ϕ é o ângulo de defasagem de operação entre as tensões do primário e do secundário. A transferência de potência no conversor é diretamente proporcional às tensões de entrada e saída do conversor DAB e o seu valor máximo é obtido quando o ângulo de defasagem é $\pi/2$ [15], [18], [19].

A partir de (1) variações na tensão de entrada e de saída requerem ajuste no ângulo de defasagem para manter a transferência de potência no conversor DAB. Para efeitos de análise, nesse trabalho, a tensão de entrada V_i é considerada constante. A reatância indutiva do DAB X_L é projetada a partir de (2), usando um conjunto de parâmetros incluindo o ângulo de defasagem nominal ϕ_n .

Após definir a reatância indutiva do DAB, a tensão de saída mínima V_{o_min} requerida para transferir a potência P_o , normalizada pela tensão de saída nominal (V_o), pode ser obtida em função do ângulo nominal de projeto, usando (1) e

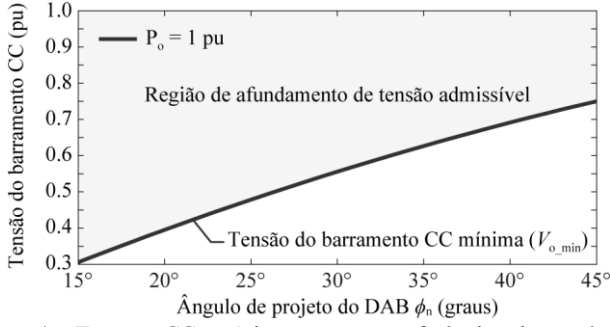


Fig. 4. Tensão CC mínima para transferência de potência ($P_o = 500$ W, $V_i = 400$ V, $f_s = 20$ kHz).

(2), e considerando o ângulo de operação igual a $\pi/2$, sendo dada por:

$$V_{o,\min}(\phi_n) = \frac{4\phi_n(\pi - |\phi_n|)}{\pi^2}(\text{pu}). \quad (3)$$

A partir de (3), a tensão mínima de saída em função do ângulo de defasagem nominal do conversor DAB pode ser obtida para os parâmetros das Tabelas I e II, resultando na Figura 4. Esta figura demonstra que para qualquer valor de afundamento de tensão dentro da região de tensão admissível, o conversor DAB é capaz de transferir a potência ativa requerida P_o para a saída. Para afundamentos de tensão que ultrapassem a tensão mínima, o conversor DAB não é capaz de transferir a potência ativa requerida para a saída. Também pode ser observado que ângulos de projeto menores permitem afundamentos de tensão maiores.

Para ilustrar este comportamento, a Figura 5 apresenta resultados de simulação para um degrau de carga na saída do conversor CC-CA, de 0% para 100% de carga, considerando componentes ideais e usando os parâmetros fornecidos nas Tabelas I e II, para um ângulo de defasagem nominal de 40° . Na Figura 5.a, com $f_c = 10$ Hz, a tensão CC é restaurada em seu valor nominal, uma vez que a tensão mínima é respeitada. Na Figura 5.b, com $f_c = 6$ Hz, a tensão do barramento CC durante o afundamento ultrapassa a tensão limite e a capacidade de transferência de potência é afetada, de modo que a tensão do barramento CC não é mais regulada.

Consequentemente, para uma dada frequência de cruzamento de ganho da malha de controle da tensão do barramento CC secundário, o sistema pode ser estável, mas não controlável. Assim, o projeto de controle da malha de tensão de saída do conversor DAB deve considerar o critério das impedâncias $|Z_{i,\text{in}}(j\omega)| > |Z_{o,\text{d}}(j\omega)|$ e, além disso, o comportamento do afundamento de tensão no barramento CC secundário sob a ocorrência de perturbação de carga na saída do módulo de potência e também de perturbações na tensão de entrada.

III. MODELO DO CONVERSOR DAB EM MALHA FECHADA

A análise teórica do afundamento de tensão no barramento CC secundário (v_o) é realizada considerando um degrau de potência constante na saída do estágio CC-CC, conforme apresentado no circuito equivalente da Figura 6. O conversor

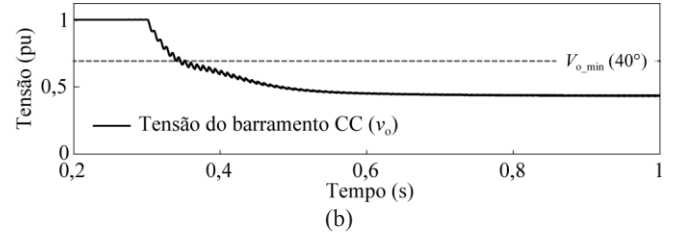
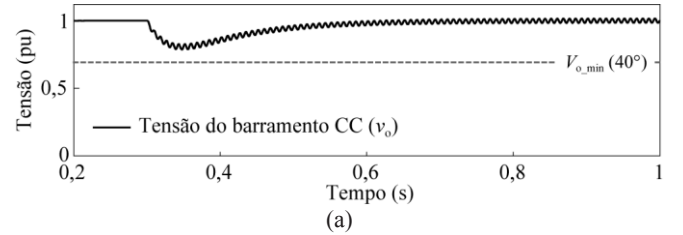


Fig. 5. Tensão do barramento CC para perturbação de carga na saída CA ($P_o = 500$ W e $\phi_n = 40^\circ$) considerando: (a) $f_c = 10$ Hz e (b) $f_c = 6$ Hz.

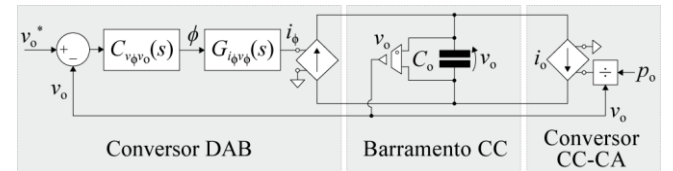


Fig. 6. Circuito equivalente para representar o afundamento de tensão em v_o para um degrau potência constante.

CC-CA é modelado como uma carga de potência constante devido à rápida resposta dinâmica do controle da tensão CA de saída quando comparada à dinâmica de controle da tensão do barramento CC. O degrau de potência constante é obtido através de uma fonte de corrente controlada i_o , que depende da tensão do barramento CC v_o e da potência de saída p_o .

Além disso, o circuito equivalente considera o efeito do sistema de controle da tensão do barramento CC através da fonte de corrente controlada pela corrente i_ϕ , que compensa o afundamento de tensão causado pelo degrau de potência. A corrente de saída do conversor DAB i_ϕ é dependente do ângulo de defasagem ϕ [20], e pode ser dada por:

$$i_\phi = \frac{V_i}{X_L N_s} \phi \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right). \quad (4)$$

É importante notar que (4) apresenta uma relação não linear entre a corrente de saída do conversor DAB i_ϕ e o ângulo de defasagem ϕ , de modo que não é possível obter uma função de transferência que represente uma resposta adequada entre o modelo e o conversor para grandes perturbações em ϕ . Assim, para obter um modelo linear, é necessário utilizar uma variável auxiliar de controle v_ϕ [18]. Portanto, (4) pode ser reescrita como:

$$i_\phi = \frac{V_i}{X_L N_s} v_\phi \quad (5)$$

onde:

$$v_\phi = \phi \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right). \quad (6)$$

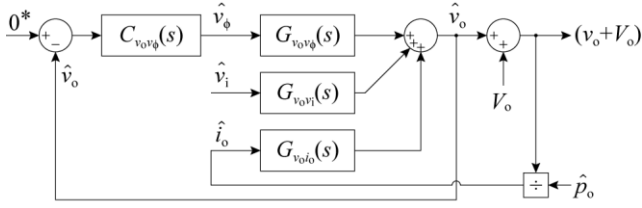


Fig. 7. Diagrama de blocos do controle da tensão de saída do conversor DAB.

A corrente de saída do DAB i_ϕ também pode ser obtida a partir da Figura 6, de modo que:

$$i_\phi = C_o \frac{dv_o}{dt} + i_o. \quad (7)$$

Substituindo (7) em (5), aplicando a transformada de Laplace, perturbando e linearizando as variáveis de entrada (v_ϕ) e saída (v_o) em torno de um ponto de operação quiescente, a função de transferência da variável auxiliar de controle para a tensão de saída pode ser obtida:

$$G_{v_o v_\phi}(s) \square \frac{v_o(s)}{v_\phi(s)} = \frac{V_i}{X_L N_s} Z_o(s). \quad (8)$$

A função de transferência da impedância de saída $Z_o(s)$ é obtida aplicando a transformada de Laplace em (7), perturbando e linearizando as variáveis de entrada (i_o) e saída (v_o) em torno de um ponto de operação quiescente, que resulta em:

$$G_{v_o i_o}(s) \square \frac{v_o(s)}{i_o(s)} = Z_o(s) = -\frac{1}{sC_o}. \quad (9)$$

Assim, usando (8), (9) e o circuito equivalente mostrado na Figura 6, um diagrama de blocos que representa o conversor DAB em malha fechada é obtido e apresentado na Figura 7. Este modelo considera o impacto de perturbações na variável auxiliar de controle \hat{v}_ϕ , na tensão de entrada \hat{v}_i e na potência de saída \hat{p}_o , que modificam a tensão de saída v_o .

IV. RESULTADOS

Esta seção apresenta resultados de simulações e experimentais com os parâmetros das Tabelas I e II. Estes resultados visam demonstrar o comportamento transitório do módulo de potência quando submetido a uma perturbação de carga. Os controladores do conversor DAB e do conversor CC-CA são projetados separadamente e são estáveis em toda faixa de potência, quando operando separadamente.

A. Resultados de Simulação

A simulação do módulo de potência em malha fechada foi realizada aplicando um degrau de carga na saída do conversor CC-CA. Um degrau de potência constante também foi aplicado ao modelo do conversor DAB em malha fechada apresentado na Figura 7. A tensão do barramento CC secundário é controlada pelo conversor DAB usando um

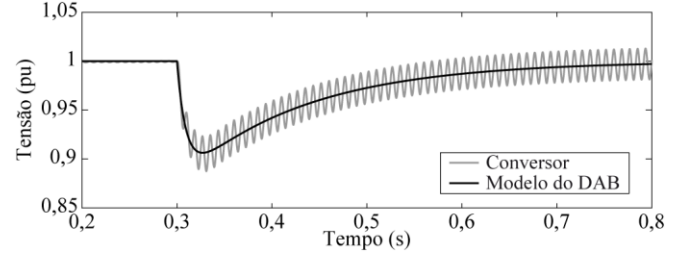


Fig. 8. Tensão do barramento CC para o conversor DAB conectado ao conversor CC-CA e para o modelo do conversor DAB ($P_o = 500$ W, $\phi_h = 25,59^\circ$ e $f_c = 20$ Hz).

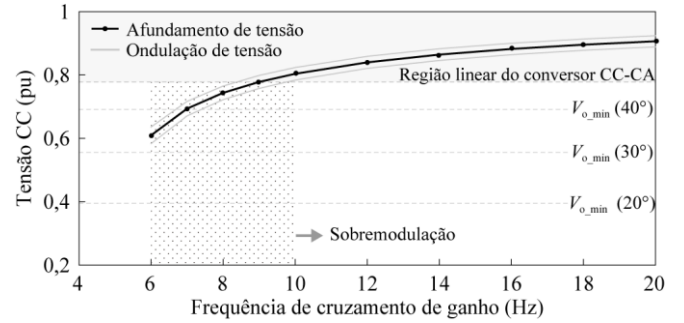


Fig. 9. Curva do afundamento de tensão em função de f_c , níveis mínimos de tensão para transferência de potência e região linear do conversor CC-CA ($P_o = 500$ W e $C_o = 260$ μ F).

compensador PI com o zero localizado em 1 Hz e ganho proporcional K_p ajustado inicialmente para uma frequência de cruzamento de ganho f_c igual a 20 Hz.

A Figura 8 apresenta o comportamento transitório da tensão do barramento CC secundário normalizada, para um degrau de carga de 0 % para 100 % da carga nominal. Pode-se observar claramente que o modelo do conversor DAB em malha fechada representa adequadamente o valor médio da tensão de saída CC do conversor DAB, mesmo durante perturbações de carga na saída do conversor CC-CA em malha fechada. Este modelo não representa a ondulação de tensão do barramento CC devido à potência instantânea pulsante na saída do conversor CC-CA.

Assim, a Figura 9 mostra o valor da tensão do barramento CC secundário sob um degrau de potência constante de 500 W, da condição de operação a vazio para condição de carga nominal, obtido a partir do modelo do DAB em malha fechada, conforme Figura 7. Os limites máximos para o afundamento de tensão ($V_{o_min}(\phi_h)$) também são ilustrados por linhas tracejadas, considerando ângulos de defasagem nominal de 20°, 30° e 40°. Os limites de tensão mínima para os ângulos de projeto são 0,691 pu para 40°, 0,555 pu para 30° e 0,395 pu para 20°. Além disso, conforme a Figura 7, a redução na tensão de entrada (v_i) causa redução na tensão de saída (v_o) e conseqüentemente a redução da controlabilidade do conversor DAB. Porém, nesse trabalho a tensão de entrada é considerada constante.

A análise de estabilidade apresentada neste artigo demonstrou que o sistema é estável para f_c maiores que 3 Hz e $C_o = 260$ μ F, conforme apresentado na Figura 3. No entanto, para que a controlabilidade seja garantida, o afundamento de tensão não deve exceder a tensão limite ($V_{o_min}(\phi_h)$). Como exemplo, a malha de controle do conversor CC-CC DAB requer uma frequência de cruzamento de ganho mínima em torno de 6 Hz para garantir

a controlabilidade, para projetos com ângulo nominal de 30° , e no mínimo 10 Hz para operar dentro da região linear do conversor CC-CA. Frequências de cruzamento de ganho menores que 6 Hz apresentam afundamentos de tensão maior que a tensão mínima requerida para 20° ($V_{o_min}(20^\circ)$). Além disso, pode-se notar que para um ângulo nominal de 40° a frequência de cruzamento mínima que garante a controlabilidade é igual a 8 Hz, frequências de cruzamento menores apresentam afundamento de tensão maior que a tensão admissível ($V_{o_min}(40^\circ)$). O gráfico também mostra a envoltória da ondulação de tensão, que representa a ondulação em duas vezes a frequência da rede no barramento CC, em função da amplitude do afundamento de tensão, da potência de saída e da capacitância do barramento.

Esses resultados demonstram a influência da frequência de cruzamento de ganho do controlador PI no afundamento de tensão do barramento CC. Respeitando os limites de afundamento de tensão, o conversor DAB pode restaurar a tensão CC em seu valor nominal após um degrau de potência constante.

Por outro lado, a região linear do conversor CC-CA garante que o mesmo não operará em sobremodulação, garantindo a característica de potência constante no barramento CC. Para a análise seguinte e considerando os parâmetros apresentados nas Tabelas I e II, este limite é adotado como limite para o máximo afundamento de tensão, uma vez que para o sistema sob estudo este limite é maior que a tensão CC mínima necessária para transferência de potência no conversor DAB. É importante ressaltar que esta região linear varia de acordo com o índice de modulação de amplitude (m_a).

Para ilustrar a análise mostrada, a Figura 10 apresenta as formas de onda de tensão do barramento CC obtidas a partir da simulação do módulo de potência e do modelo do conversor DAB, bem como a forma de onda da tensão CA de saída, aplicando um degrau de carga de 0% para 100% da carga nominal em 0,3 s. Esses resultados foram obtidos com uma frequência de cruzamento de ganho (f_c) de 10 Hz, na qual o modelo do conversor DAB representa adequadamente a forma de onda de tensão do barramento CC secundário e o conversor CC-CA opera normalmente sem sobremodulação. A Figura 11 apresenta a mesma condição de degrau de carga para $f_c = 4$ Hz, em que a tensão do barramento CC, durante o afundamento, ultrapassa o valor mínimo necessário para transferência de potência no conversor DAB. A tensão CC não é restaurada em seu valor nominal e o conversor torna-se não controlável. Da Figura 4, observa-se que o limite de tensão CC para transferência de potência é 0,49 pu ($\phi_h = 25,59^\circ$). Porém, o conversor CC-CA perde sua característica de potência constante (opera fora da região linear) para tensão CC menor que 0,77 (m_a). Assim a tensão CC do afundamento não corresponde exatamente com os valores da curva da Figura 9.

Além disso, para observar uma condição de não controlabilidade, o índice de modulação foi reduzido para 0,4, que amplia a região linear de operação e mantém a característica de potência constante no conversor CC-CA. Na Figura 12 são apresentadas as formas de onda para a mesma f_c da Figura 10 (10 Hz) e $m_a = 0,4$. Nessa condição, observa-se que o conversor CC-CA opera na região linear, a

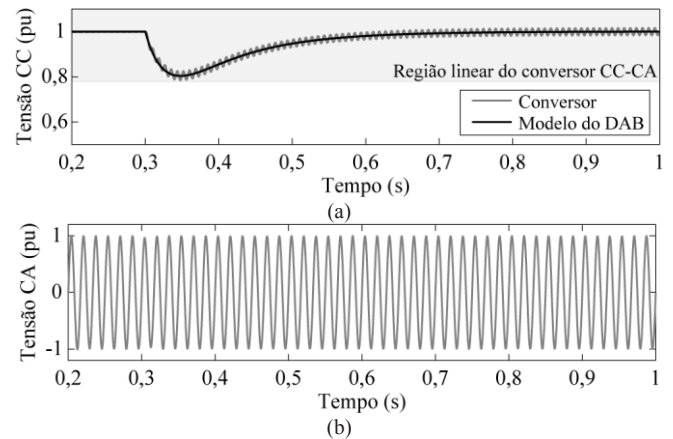


Fig. 10. Operação do conversor CC-CA na região linear de operação ($C_o = 260 \mu\text{F}$, $\phi_h = 25,59^\circ$, $f_c = 10$ Hz e $m_a = 0,77$): (a) tensão CC do conversor e do modelo do DAB; (b) tensão CA normalizada na tensão de pico.

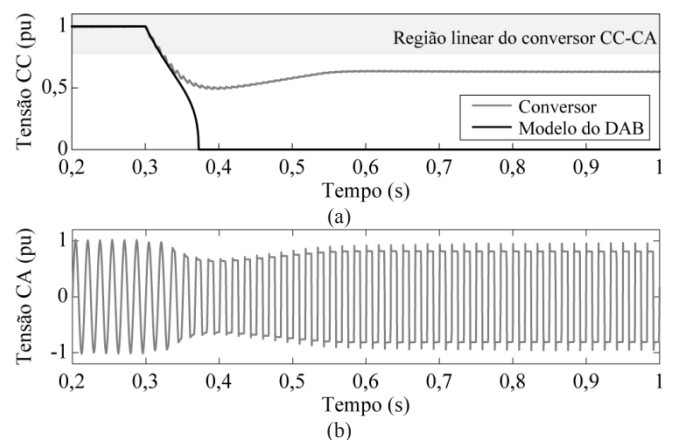


Fig. 11. Perda da controlabilidade do conversor DAB ($C_o = 260 \mu\text{F}$, $\phi_h = 25,59^\circ$, $f_c = 4$ Hz e $m_a = 0,77$): (a) tensão CC do conversor e do modelo do DAB; (b) tensão CA normalizada na tensão de pico.

característica de potência constante é mantida e a controlabilidade é garantida. A tensão CC durante o afundamento não ultrapassa o limite para transferência de potência no conversor DAB (0,49 pu). A Figura 13 apresenta a tensão do barramento CC secundário usando $f_c = 4$ Hz, de modo que a controlabilidade do conversor DAB é perdida devido à profundidade do afundamento de tensão, que excede a tensão mínima necessária para transferir essa potência através do conversor DAB. Nessa condição, a tensão do barramento CC também não pode ser restaurada em seu valor nominal.

B. Resultados Experimentais

A Figura 14 apresenta a foto do protótipo utilizado para obtenção dos resultados experimentais. Para modulação e controle dos conversores foi utilizado um microcontrolador TMS320F28335 da Texas Instruments, e os parâmetros descritos nas Tabelas I e II. Os resultados obtidos são comparados com os resultados de simulação para $\phi_h = 25,59^\circ$. A Figura 15 apresenta a comparação entre a forma de onda de tensão do barramento CC experimental e simulada com uma perturbação de carga de 500 W. A Figura 15.a apresenta o resultado para $f_c = 20$ Hz e a

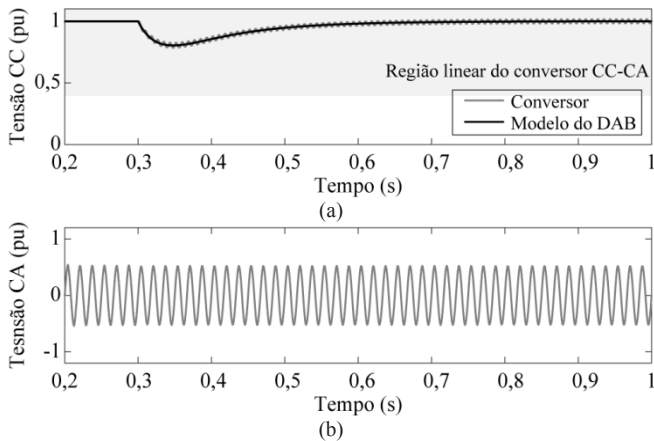


Fig. 12. Operação do conversor CC-CA na região linear de operação, ($C_o = 260 \mu\text{F}$, $\phi_h = 25,59^\circ$, $f_c = 10 \text{ Hz}$ e $m_a = 0,4$): (a) tensão CC do conversor e do modelo do DAB; (b) tensão CA normalizada na tensão de pico.

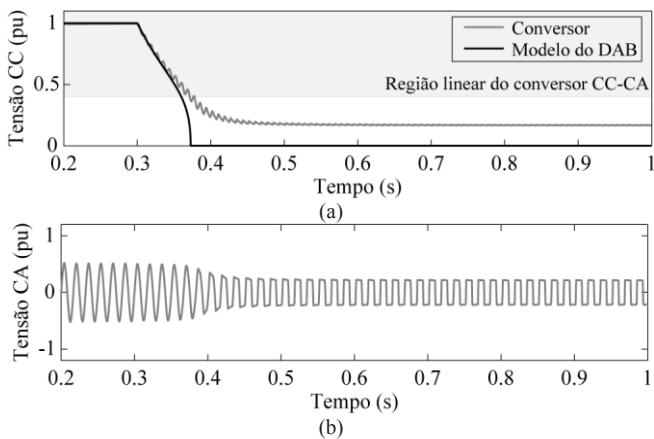


Fig. 13. Perda da controlabilidade do conversor DAB, ($C_o = 260 \mu\text{F}$, $\phi_h = 25,59^\circ$, $f_c = 4 \text{ Hz}$ e $m_a = 0,4$): (a) tensão CC do conversor e do modelo do DAB; (b) tensão CA normalizada na tensão de pico.

Figura 15.b para $f_c = 10 \text{ Hz}$, validando o modelo desenvolvido.

As formas de ondas experimentais do barramento CC secundário, da corrente CA e da tensão CA são apresentados na Figura 16 para ângulo nominal de defasagem ϕ_h igual a $25,59^\circ$ e um degrau de carga de 500 W no barramento CC. A Figura 16.a apresenta as formas de onda para $f_c = 20 \text{ Hz}$, a Figura 16.b para $f_c = 10 \text{ Hz}$ e a Figura 16.c para $f_c = 4 \text{ Hz}$. Para $f_c = 10 \text{ Hz}$, conforme analisado na Figura 9, o limite para operação na região linear é atingido, uma vez que o nível de tensão CC atinge o pico da tensão CA e apresenta uma leve saturação. A Figura 16.c apresenta a condição onde a controlabilidade é perdida devido ao afundamento de tensão, o qual excede a tensão limite para transferência de potência, que é $0,49 \text{ pu}$ para o ângulo nominal de defasagem de $25,59^\circ$. Para obter esse resultado o índice de modulação de amplitude do conversor CC-CA foi reduzido para $0,4$ para estender a região linear do conversor CC-CA e manter a característica de potência constante.

Para estas condições e parâmetros, a análise do afundamento de tensão no barramento CC é mais restritiva que a análise de estabilidade através do critério das impedâncias. Para alguns pontos de operação, o sistema pode ser estável, mas não é possível garantir a transferência de

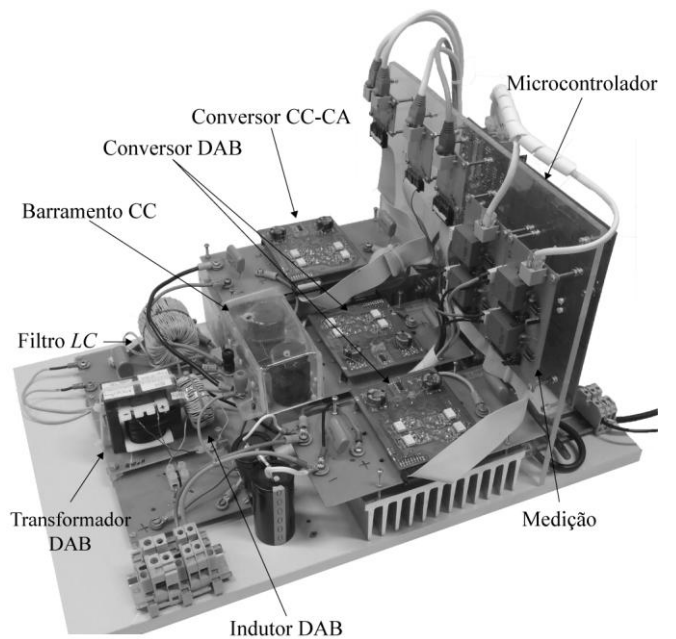


Fig. 14. Foto do protótipo.

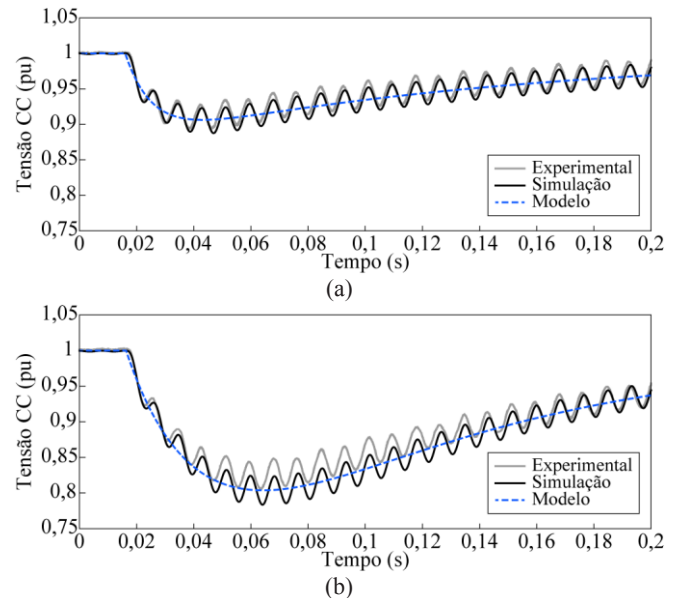


Fig. 15. Comparação de afundamento de tensão entre simulação e experimental para um degrau de carga de 500 W ($C_o = 260 \mu\text{F}$, $\phi_h = 25,59^\circ$, e $m_a = 0,77$) para: (a) $f_c = 20 \text{ Hz}$ e (b) $f_c = 10 \text{ Hz}$.

potência para a carga, porque o conversor CC-CA em malha fechada tem característica de carga de potência constante.

V. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou uma análise de controlabilidade para um módulo de potência composto por um conversor DAB em série com um conversor CC-CA. A estabilidade do módulo de potência foi verificada usando o critério das impedâncias em malha fechada. Para verificar a controlabilidade, o conversor DAB foi submetido a um distúrbio de potência constante que representa o comportamento do conversor CC-CA em malha fechada. Um modelo em malha fechada equivalente foi proposto para análise do afundamento de tensão CC.

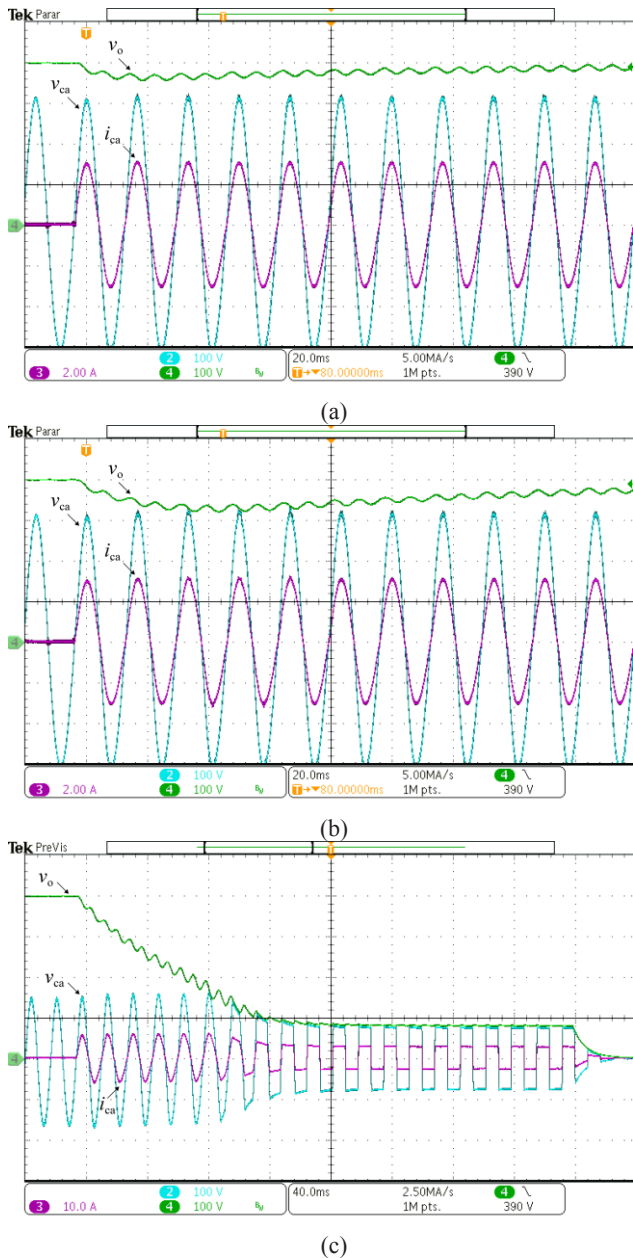


Fig. 16. Resultados experimentais ($V_i = 400$ V, $P_o = 500$ W e $\phi_h = 25,59^\circ$): (a) $f_c = 20$ Hz e $m_a = 0,77$, (b) $f_c = 10$ Hz e $m_a = 0,77$ e (c) $f_c = 4$ Hz e $m_a = 0,4$.

A metodologia proposta resultou na definição de uma frequência de cruzamento de ganho mínima em que estabilidade e controlabilidade são garantidas. A abordagem da controlabilidade tornou-se mais restritiva que a abordagem de estabilidade, para as condições e parâmetros adotados. Como resultado, para um determinado ponto de operação definido pelo ângulo de defasagem e pela frequência de cruzamento de ganho, o sistema provou ser estável, mas o conversor DAB não pode transferir a potência necessária à saída e garantir a regulação de tensão do barramento CC quando ocorre um degrau de potência. Além disso, a característica de potência constante no conversor CC-CA é garantida somente se o mesmo opera dentro da região linear. Resultados de simulação e experimental foram incluídos para verificar a viabilidade da análise proposta. Essa abordagem pode ser usada para projetar conversores em

casca em malha fechada com base na topologia DAB conectado a conversores com característica de potência constante.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e a Companhia Estadual de Energia Elétrica (CEEE-D) através do P&D ANEEL sob contrato (9948928), pelo suporte financeiro.

REFERÊNCIAS

- [1] M. Khazraei, V. A. K. Prabhala, R. Ahmadi, M. Ferdowsi, "Solid-state transformer stability and control considerations", in *Proc. of APEC*, pp. 2237-2244, 2014.
- [2] X. Wang, J. Liu, S. Ouyang, T. Xu, F. Meng, S. Song, "Control and experiment of an H-Bridge-based three-phase three-stage modular power electronic transformer", in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, n° 3, pp. 2002-2011, March 2016.
- [3] S. Madhusoodhanan, A. Tripathi, D. Patel, K. Mainali, S. Bhattacharya, "Stability analysis of the high voltage DC link between the FEC and DC-DC stage of a transformer-less intelligent power substation", in *Proc. of ECCE*, pp. 3702-3709, 2014.
- [4] H. Krishnamurthy, R. Ayyanar, "Stability analysis of cascaded converters for bidirectional power flow applications", in *Proc. of INTELEC*, pp. 1-8, 2008.
- [5] S. Abe, M. Hirokawa, T. Zaitzu, T. Ninomiya, "Design consideration of full-regulated bus converter for system stability of on-board distributed power system", in *Proc. of SPEEDAM*, pp. 629-633, 2006.
- [6] M. Florez-Lizarraga, A. F. Witulski, "Input filter design for multiple-module DC power systems", in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, n° 3, pp. 472-479, May 1996.
- [7] A. Emadi, A. Khaligh, C. H. Rivetta, G. A. Williamson, "Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives", in *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 55, n° 4, pp. 1112-1125, July 2006.
- [8] Q. Ye, R. Mo, H. Li, "Low-frequency resonance suppression of a Dual Active Bridge (DAB) DC/DC converter enabled DC microgrid with Constant Power Loads (CPLs) based on reduced-order impedance models", in *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. PP, n° 99, pp. 1-1, May 2017.
- [9] Y. Tian, P. C. Loh, F. Deng, Z. Chen, X. Sun, Y. Hu, "Impedance coordinative control for cascaded converter in bidirectional application", in *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, n° 5, pp. 4084-4095, Sept./Oct. 2016.
- [10] S. S. Queiroz, "Análise e projeto do sistema de controle de um módulo de potência com conversores em cascata aplicado a transformadores de estado sólido," Dissertação de Mestrado, UFSM, Santa Maria, 2016.

- [11] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, Y. Sun, "Overview of Dual-Active-Bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system", in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 8, pp. 4091-4106, Aug. 2014.
- [12] K. Vangen, T. Melaa, S. Bergsmark, R. Nilsen, "Efficient high-frequency soft-switched power converter with signal processor control", in *Proc. of INTELEC*, pp. 631-639, 1991.
- [13] M. N. Gitau, G. Ebersohn, J. G. Kettleborough, "Power processor for interfacing battery storage system to 725V DC bus", in *Energy Conversion and Management*, vol. 48, n° 3, pp. 871-881, 2007/03/01 2007.
- [14] W. M. d. Santos, "Estudo e implementação do conversor tab (triple active bridge) aplicado a sistemas renováveis solares fotovoltaicos", in Dissertação de Mestrado, UFSC, Florianópolis, 2011.
- [15] A. L. Kirsten, F. G. Carlotto, T. H. D. Oliveira, J. G. P. Roncalio, M. A. D. Costa, "Metodologia de projeto do ângulo de defasagem nominal para o conversor DAB", in *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 19, n° 3, pp. 231-240, Aug. 2014.
- [16] P. T. Krein, R. S. Balog, M. Mirjafari, "Minimum energy and capacitance requirements for single-phase inverters and rectifiers using a ripple port", in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n° 11, pp. 4690-4698, Nov. 2012.
- [17] Y. Tian, F. Deng, Z. Chen, X. Sun, Y. Hu, "Impedance interaction modeling and analysis for bidirectional cascaded converters", in *Proc. of ICPE-ECCE Asia*, pp. 2064-2071, 2015.
- [18] M. N. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan, E. D. Baumann, "Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter", in *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, n° 6, pp. 1294-1301, Nov/Dec. 1992.
- [19] W. M. d. Santos, D. C. Martins, "Introdução ao conversor dab monofásico", in *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 19, n° 1, pp. 36-46, Dez. 2013.
- [20] R. W. A. A. D. Doncker, D. M. Divan, M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications", in *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, n° 1, pp. 63-73, Jan/Feb 1991.

DADOS BIOGRÁFICOS

Tadeu Vargas nasceu em Tenente Portela, RS, Brasil, em 1989. Possui graduação em Engenharia Elétrica pela UNIJUÍ

(2011) e Mestrado em Engenharia Elétrica pela UFSM (2013). Atualmente é aluno de Doutorado em Engenharia Elétrica da UFSM junto ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) e professor do curso de Engenharia Elétrica na URI-FW. Tem interesse nas seguintes áreas: conversores multiníveis, transformador de estado sólido e controle de conversores estáticos. Atualmente, é membro da SOBRAEP e IAS.

Samuel Soares Queiroz possui Graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (2014) e mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (2016). Atualmente, é aluno de doutorado no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará. Suas áreas de interesse são: Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia e Filtragem Ativa. Samuel S. Queiroz é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) desde 2014.

Guilherme Sebastião da Silva nasceu em Cruz Alta, RS, Brasil, em 1986. Possui Graduação em Engenharia Elétrica (2011) pela Universidade Federal do Pampa (UNIPAMPA), Mestrado e Doutorado em Engenharia Elétrica (2013 e 2017) pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). Desde março de 2014 é professor do quadro permanente do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa (UNIPAMPA). Possui experiência em Eletrônica de Potência com interesse nas seguintes áreas: conversores multiníveis, modelagem e controle de conversores estáticos, controle sensorless e geração distribuída. Atualmente, é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP), da IEEE Power Electronics Society (PELS) e da IEEE Industrial Electronics Society (IES).

Cassiano Rech possui graduação (1999), mestrado (2001) e doutorado (2005) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria – RS, Brasil. De 2005 a 2007, atuou como professor da Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul (UNIJUÍ). Em 2008 e 2009, atuou como professor da Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC). Desde 2009, é professor da UFSM. Em 2014 e 2015 foi Editor Geral da revista Eletrônica de Potência. Em 2016 e 2017 foi Presidente da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP). Desde 2018, atua como Editor Associado da IEEE Transactions on Industrial Electronics. Suas áreas de interesse incluem conversores multiníveis, geração distribuída de energia, assim como modelagem e controle de conversores estáticos.