

Proposta de Controle para o Conversor *Dual-Active-Bridge* Trifásico Operando com Modulação Otimizada

Lucas M. Cúnico * André L. Kirsten **

* Instituto Federal de Santa Catarina, Criciúma, SC, (e-mail:
lucas.cunico@ifsc.edu.br).

** Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC (e-mail:
kirsten.andre@ufsc.br)

Abstract: The Dual-Active-Bridge converter in the three-phase version (DAB3) is a popular topology, suitable for high-power bidirectional isolated DC-DC conversion. Among the features of this converter are soft-switching and reduced volume of the transformer and capacitive filter compared with the single-phase version. However, when operated at low load or with a gain ratio not equal to the unit, it presents a loss of soft-switching capacity and an increase in the rms current. One of the proposed solutions is the use of advanced optimized modulation techniques, with the introduction of so-called zero-vectors (ZV) for certain operating points. However, the control of this converter using this methodology has not yet been demonstrated. This work presents a control scheme and the modeling of the converter using such advanced optimized modulation technique. The proposal is validated through numerical simulation and preliminary experimental results of a prototype with a power of 1 kW are showed.

Resumo: O Conversor *Dual-Active-Bridge* na versão trifásica (DAB3) é uma popular topologia, adequada para conversão CC-CC bidirecional isolada de alta potência. Entre as características deste conversor estão: capacidade de comutação suave e reduzido volume do transformador e do filtro capacitivo quando comparado à versão monofásica. No entanto, quando operado com baixa carga ou com razão de ganho diferente da unidade, o conversor apresenta a perda da capacidade de comutação suave e aumento no valor da corrente eficaz, ocasionando baixo rendimento. Uma das soluções destinadas a reduzir estes inconvenientes é o uso de modulação avançada, com a introdução dos chamados vetores nulos para determinados pontos de operação. Porém, o controle deste conversor utilizando esta metodologia ainda não foi demonstrado, sendo este o objetivo deste trabalho, o qual apresenta um esquema de controle e a modelagem do conversor. A proposta é validada por meio de simulação numérica e resultados experimentais preliminares de um protótipo com potência de 1 kW.

Keywords: Dual-Active-Bridge Converter; PI Controller; Soft-Switching.

Palavras-chaves: Conversor Dual-Active-Bridge; Controlador PI; Comutação-Suave.

1. INTRODUÇÃO

O conversor DAB (do inglês *Dual-Active-Bridge*) tem recebido muita atenção da comunidade acadêmica nos últimos anos, sendo aplicado em sistemas aeroespaciais, carga/descarga de bateria e microrredes (Naayagi et al., 2012; Tan et al., 2012; Zhao et al., 2014a,b). Este conversor foi apresentado no início dos anos 90 por De Doncker et al. (1991) em duas versões, uma que utiliza um transformador monofásico e outra que utiliza um transformador trifásico. Entre as características deste conversor estão a alta densidade de potência e a capacidade de comutação suave, com a entrada em condução dos interruptores sob tensão nula (ZVS, do inglês Zero-Voltage-Switching). A versão trifásica do conversor DAB (DAB3) permite reduzir o tamanho do transformador e filtros do barramento de baixa e média tensão, além de apresentar menores valores de esforços de corrente nos semicondutores.

Uma das limitações do conversor DAB, quando operado com o método tradicional de modulação por defasagem angular (PS, do inglês Phase-Shifting) está relacionada à redução do rendimento quando o mesmo opera com baixa carga ou com relação de ganho de tensão diferente da unidade. Nestes casos, ocorre a perda da capacidade de ZVS dos interruptores e/ou o aumento da relação da corrente eficaz em relação potência transmitida (Tao et al., 2008). Na versão monofásica, estes problemas podem ser resolvidos com técnicas de modulação à três níveis, como as apresentadas por Oggier et al. (2009).

Em relação ao conversor DAB3, a modulação à três níveis não é possível, sendo necessária a utilização de modulação assimétrica das pontes inversoras, sendo esta explorada inicialmente por Su and Tang (2008), como a aplicação de razão cíclica de 33% às pontes inversoras de entrada e saída do conversor. Contudo, o conversor ainda perde ZVS em baixas potências e não foram apresentados resultados

para operação com razão de ganho de tensão diferente da unidade. Já o trabalho de Cunico et al. (2020) utiliza o ajuste de razão cíclica para incluir na modulação os vetores nulos (ZV, do inglês *Zero-Vector*), tendo obtido melhora da performance tanto em baixa carga quando em condições de razão de ganho de tensão diferente da unidade. Porém, o trabalho não apresentou detalhes da estratégia de controle destinada a operação com múltiplas variáveis de controle e modos de operação.

Assim o presente trabalho detalha a metodologia de projeto de controle utilizada para operação com modulação híbrida (ZV e PS), necessária a aplicação do esquema proposto em (Cunico et al., 2020). A metodologia é validada com a utilização de simulação numérica e montagem experimental, considerando um protótipo com potência nominal de 1 kW, tensão de entrada (V_p) de 400 V e tensão de saída (V_s) entre 150 e 250 V, o que corresponde a uma variação da razão de ganho de tensão (M) entre 0,75 e 1,25.

2. OPERAÇÃO DO CONVERSOR DAB3

O conversor DAB3, apresentado na Figura 1, possui um transformador trifásico, no qual os enrolamentos do primário e do secundário são conectados em estrela. Os indutores L são os indutores de transferência, podendo estes serem obtidos a partir da indutância de dispersão do transformador ou adicionados externamente. Os capacitores C_p e C_s são capacitores de filtro. Os interruptores são bidirecionais em corrente e unidirecionais em tensão.

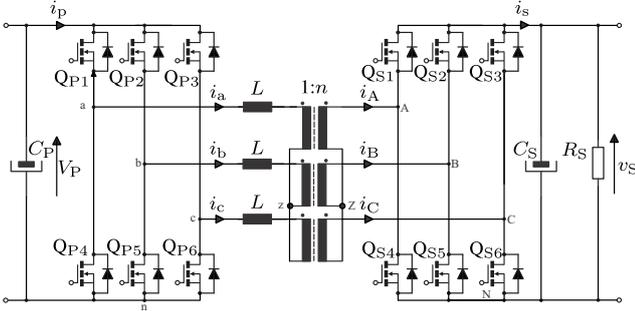


Figura 1. Conversor DAB3.

2.1 Modulação PS

Na operação com modulação PS os interruptores são acionados com razão cíclica fixa de 50%, sendo os sinais de controle da fase b e da fase c defasados em $2\pi/3$ e $4\pi/3$ respectivamente da fase a. Esta sequência de acionamento aplica sequencialmente os vetores \vec{V}_{1-6} ao transformador, sendo cada vetor aplicado por $1/6$ do período de comutação ou $\pi/3$ radianos. A definição dos vetores é apresentada na Tabela 1. Os sinais de acionamento dos interruptores do secundário seguem os sinais do primário, exceto pela adição de uma defasagem angular, com valor de ϕ radianos. O valor de ϕ determina a potência transmitida entre entrada e saída do conversor. Formas de onda típicas de operação do conversor DAB3 com modulação PS são apresentadas na Figura 2. Maiores detalhes sobre a operação do conversor DAB3 com modulação PS são encontrados no trabalho de De Doncker et al. (1991).

Tabela 1. Definição dos vetores em função do comando dos interruptores superiores da ponte trifásica.

| Vetor | Fase a | Fase b | Fase c |
|-------------|--------|--------|--------|
| \vec{V}_0 | 0 | 0 | 0 |
| \vec{V}_1 | 1 | 0 | 0 |
| \vec{V}_2 | 1 | 1 | 0 |
| \vec{V}_3 | 0 | 1 | 0 |
| \vec{V}_4 | 0 | 1 | 1 |
| \vec{V}_5 | 0 | 0 | 1 |
| \vec{V}_6 | 1 | 0 | 1 |

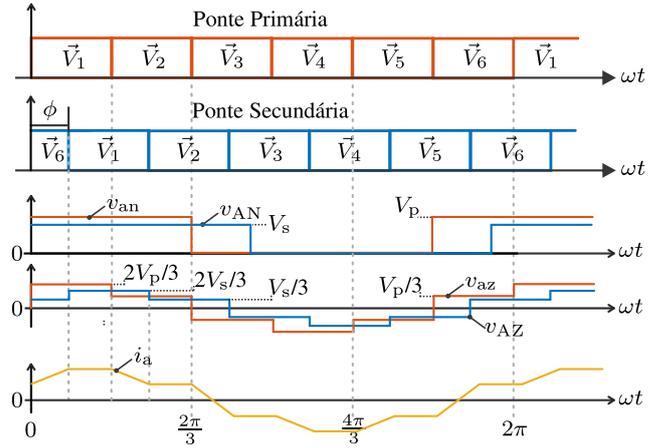


Figura 2. Formas de onda típicas para o conversor DAB3 operando com modulação PS.

2.2 Modulação ZV

Na operação do conversor DAB3 com modulação ZV, os vetores nulos são adicionados a sequência de acionamento das pontes trifásicas, ou seja, há instantes nos quais todas os interruptores superiores ou todos os interruptores inferiores de uma ponte estão acionados ao mesmo tempo. O controle da potência ativa processada pelo conversor passa a ser controlado por três variáveis: θ_p , que define o ângulo de aplicação dos vetores ativos da ponte primária, θ_s que define o ângulo de aplicação dos vetores ativos na ponte secundária e ϕ que define a defasagem angular entre os sinais de comando da ponte secundária em relação a ponte primária. Formas de onda típicas de operação do conversor DAB3 com modulação ZV são apresentadas na Figura 3.

Diferentes combinações das variáveis de controle podem gerar a mesma potência e sua escolha é realizada por meio de um processo de otimização, que busca maximizar o rendimento do conversor para uma dada condição de potência, sendo alguns dos ângulos pontos otimizados neste processo apresentados na Figura 4. Maiores detalhes da operação do conversor DAB3 com modulação ZV e do processo de otimização são apresentados por Cunico et al. (2020).

2.3 Modulação Híbrida

É denominado modulação híbrida a estratégia de utilização de modulação ZV ou modulação PS, a qual proporcione o melhor rendimento do conversor em função do ponto de operação de carga e tensão de saída. A análise do rendi-

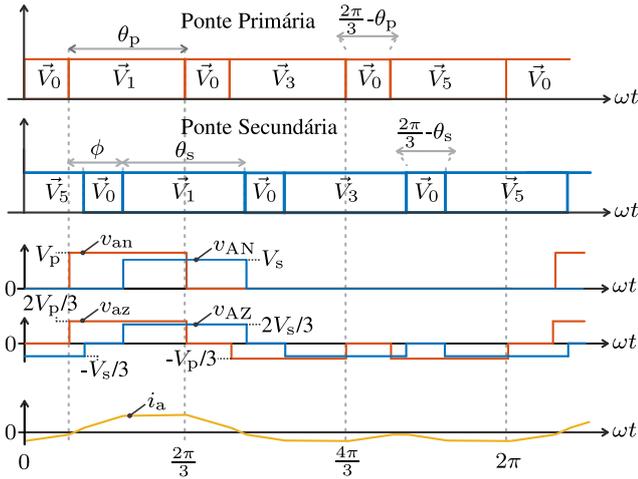


Figura 3. Formas de onda típicas para o conversor DAB3 operando com modulação ZV.

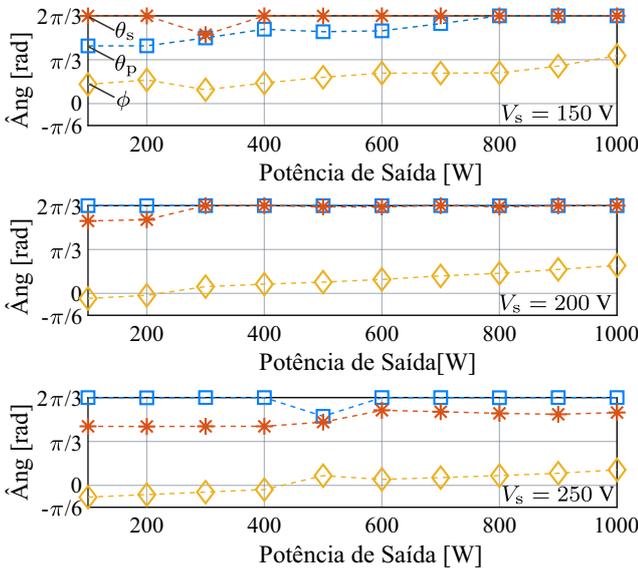


Figura 4. Ângulos otimizados para modulação ZV.

mento obtido com a modulação ZV e com a modulação PS mostra que a modulação PS tem um melhor desempenho em alta carga, com razão de ganho de tensão M , definido em (1), próxima à unidade, que para o conversor em análise equivale a 200 V. Este análise leva a definição de duas regiões, apresentadas na Figura 5.

$$M = \frac{V_p}{nV_s} \quad (1)$$

na qual n é o ganho de tensão do transformador.

3. ESTRATÉGIA DE CONTROLE E MODELAGEM

O objetivo do controle proposto é manter a tensão de saída (v_s) controlada, de acordo com a tensão de referência $V_{s,ref}$. O diagrama de controle proposto para o sistema é apresentado na Figura 6. O bloco de seleção de modo determina qual a modulação, entre ZV e PS, a ser aplicada, considerando a carga e a tensão de operação, de acordo com os limites estabelecidos na Figura 5. No modo ZV os valores dos ângulos de aplicação dos vetores ativos são obtidos de uma tabela LUT (do inglês, *look-up-table*), pro-

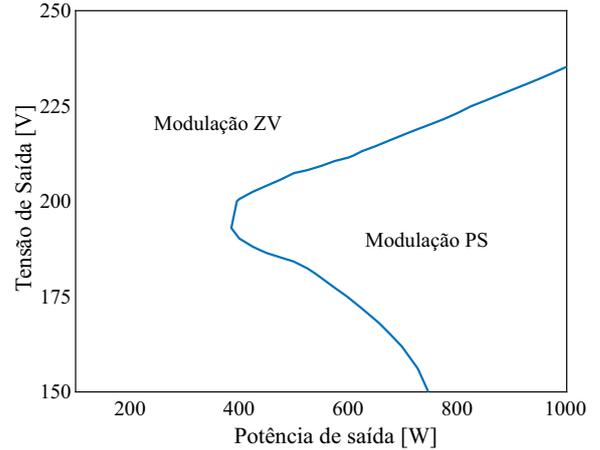


Figura 5. Região de operação com modulação ZV e modulação PS (Cunico et al., 2020).

gramada de acordo com os ângulos otimizados. No modo PS o modulador ajusta a razão cíclica em 50%, ignorando os valores de θ_p e θ_s . O controlador de tensão (C_v) é responsável por selecionar o valor da defasagem angular (ϕ) em ambos os modos. Como é necessário determinar a carga do conversor, deve-se incluir o sensoriamento da corrente de saída, além da tensão v_s .

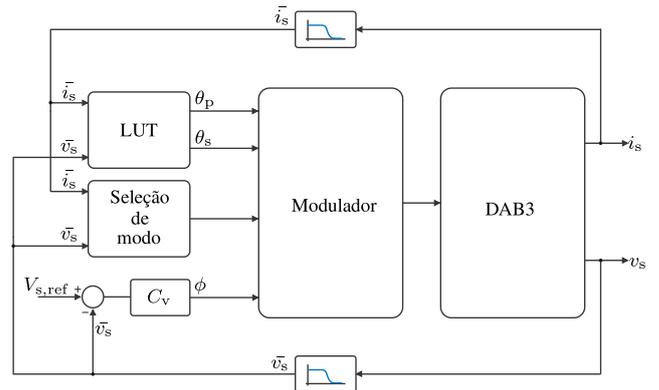


Figura 6. Diagrama de controle para o conversor DAB3 com modulação híbrida (ZV e PS).

3.1 Modelagem

Para o projeto adequado do controlador deve-se conhecer os modelos do conversor DAB3 que representem a sensibilidade de v_s em relação a variável de controle ϕ . Dada a natureza não-linear do conversor, são desenvolvidas funções de transferência por meio da perturbação da entrada em torno de um ponto de operação, posteriormente o efeito da perturbação é linearizado Middlebrook and Cuk (1976). Para o conversor operando com modulação PS, Engel et al. (2013) desenvolveram a seguinte função de transferência

$$G_{v_s\phi}(s) = \frac{V_p}{n\omega_s L} \left(\frac{2}{3} - \frac{\Phi}{\pi} \right) \frac{R_s}{R_s C_s s + 1}, \quad (2)$$

na qual Φ é o valor da defasagem angular ϕ para a qual o modelo foi linearizado e ω_s é a frequência angular de comutação do conversor em radianos por segundo.

Seguindo a mesma metodologia de Middlebrook and Cuk (1976); Engel et al. (2013), são obtidos os modelos para operação com modulação ZV, para cada um dos submodos descritos em (Cunico et al., 2020) necessários para cobrir a faixa de potência e tensão da aplicação, assim para o submodo 1 temos

$$G_{v_s\phi,M1}(s) = \frac{V_p}{6n\omega_s L} \left(2 + \frac{6\Theta_s - 9\Phi - 3\Theta_p}{\pi} \right) \frac{R_s}{R_s C_s s + 1}, \quad (3)$$

para o submodo 2

$$G_{v_s\phi,M2}(s) = \frac{V_p \Theta_p}{n\pi\omega_s L} \cdot \frac{R_s}{R_s C_s s + 1}, \quad (4)$$

para o submodo 3

$$G_{v_s\phi,M3}(s) = \frac{V_p(\Theta_s - \Phi)}{n\pi\omega_s L} \cdot \frac{R_s}{R_s C_s s + 1} \quad (5)$$

e para o submodo 8

$$G_{v_s\phi,M8}(s) = \frac{V_p \Theta_s}{n\pi\omega_s L} \cdot \frac{R_s}{R_s C_s s + 1}. \quad (6)$$

nas quais Θ_p e Θ_p são os valores para ângulo de aplicação do vetor ativo na ponte primária e secundária para os quais o modelo foi linearizado.

Os modelos apresentados nesta seção foram validados utilizando simulação numérica com o *software* GeckoCIRCUITS (GeckoSimulations, 2020) e considerando os parâmetros do protótipo apresentados na Tabela 2. A validação ocorre com a adição de um degrau de 5% na variável de controle ϕ e observação da resposta prevista pelo modelo para a variável v_s em relação ao conversor simulado. A Figura 7 apresenta o resultado de uma das simulações realizadas, no qual percebe-se um pequeno desvio na tensão de acomodação entre o modelo e a planta simulada, fato esperado, dada a natureza não linear da planta e o processo de linearização realizado.

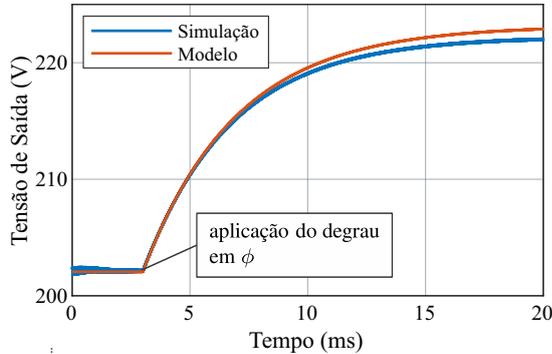


Figura 7. Validação do modelo da planta $G_{v_s\phi,M8}(s)$ por meio de um degrau no ângulo ϕ , aplicado em 3,3 ms.

4. PROJETO DO CONTROLADOR

Como controlador do sistema, utiliza-se um controlador com ação proporcional-integral (PI), implementado digitalmente no processador do protótipo. O diagrama de controle simplificado, utilizado para o projeto do controlador é apresentado na Figura 8. O bloco de amostragem representa o processo de aquisição, por meio de um retentor de primeira ordem (ZOH, do inglês *Zero-Order-Hold*). O modulador é representado pelo ganho K_{mod} , que está relacionado ao valor máximo da portadora triangular utilizada

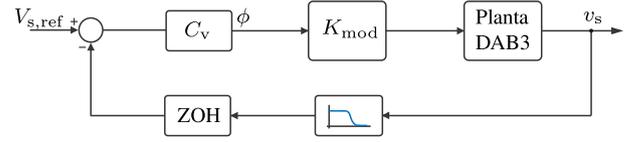


Figura 8. Diagrama simplificado de controle do conversor DAB3.

na modulação. O valores dos parâmetros do sistema são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2. Parâmetros utilizados para o projeto do controlador de tensão.

| Parâmetro | Valor |
|---|-------------|
| Frequência de comutação (f_s) | 100 kHz |
| Tensão de entrada V_p | 400 V |
| Indutor de transferência (L) | 82 μ H |
| Relação de espiras do transformador (n) | 0,5 |
| Ângulo nominal de projeto (Φ) | 35° |
| Resistor de carga nominal R_s | 40 Ω |
| Ganho do modulador K_{mod} | $\pi/504$ |
| Capacitor do barramento de saída C_s | 100 μ F |
| Frequência de corte do filtro passa baixa | 4,8 kHz |

Para a sintonização do controlador, inicialmente o sistema é discretizado, por meio da aplicação da transformada z . Num segundo passo, é aplicado ao sistema a transformação bilinear, para o plano w . Estando o sistema representado no plano w , pode-se utilizar as mesmas técnicas de ajuste de controladores utilizadas em sistemas contínuos, no caso, diagrama de Bode. Após o ajuste do controlador, utiliza-se o processo inverso, transformando a expressão do controlador obtido de volta para o plano z , com a qual pode-se obter a equação de diferenças, a ser programada no processador.

Como parâmetros do projeto, determina-se margem de fase mínima de 50° para toda a faixa de operação e uma frequência de cruzamento por zero (FCZ) dB do sistema em malha aberta em 2 kHz para a condição nominal de operação (1 kW com $v_s = 200$ V). A Tabela 3 apresenta a margem de fase e a FCZ da função de transferência de malha aberta do modelo para diversas condições de operação do conversor. A Figura 9 apresenta o diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta (FTMA) não compensada, FTMA compensada e da função de transferência do controlador PI, considerando a operação na condição nominal de carga e tensão. O controlador PI projetado tem ganho de 29,5 e o zero é posicionado em 200 Hz.

Tabela 3. Avaliação do controlador para diversas condições operacionais.

| V_s (V) | P (W) | M. de fase (°) | FCZ (kHz) | módo |
|-----------|---------|----------------|-----------|------|
| 200 | 1000 | 59,3 | 2 | PS |
| 150 | 1000 | 62,5 | 1,77 | PS |
| 250 | 1000 | 56,2 | 2,28 | ZV |
| 200 | 100 | 55,7 | 2,27 | ZV |
| 150 | 100 | 59,5 | 1,87 | ZV |
| 250 | 100 | 56,2 | 2,28 | ZV |

5. RESULTADOS

Nesta seção são apresentados resultados de simulação e experimentais preliminares, obtidos com o protótipo DAB3

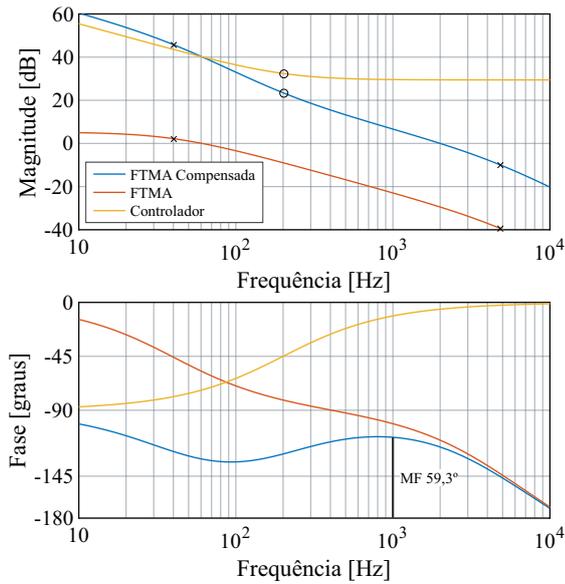


Figura 9. Diagrama de bode da FTMA compensada, FTMA não compensada e do controlador PI.

de 1 kW construído. A simulação numérica utiliza como ferramenta o GeckoCIRCUITS, que possui blocos de programação em linguagem JAVA, o que permite a programação de rotinas de modo similar as que são implementados no microprocessador. As especificações do projeto já foram apresentadas na Tabela 2. Tanto na simulação quanto na operação do protótipo utiliza-se resistores como carga e a alimentação é realizada por uma fonte CC fixa de 400 V. O protótipo construído é apresentado na Figura 10.

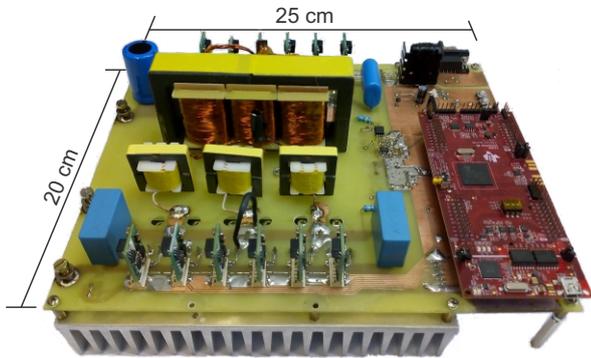


Figura 10. Protótipo do conversor DAB3.

A Figura 11 apresenta o resultado de simulação para o degrau em $V_{s,ref}$ de 200 V para 150 V, executada em 40 ms e o degrau de 150 para 200 V executado em 60 ms. A carga utilizada é de 40 Ω , que equivale a uma potência de saída (P) de 1 kW em 200 V e 560 W em 150 V. Retomando a Figura 5, para a condição de 1 kW em 200 W, o conversor opera no modo de modulação PS, enquanto para 560 W em 150 V a operação deve ser como modulação ZV, ou seja, no degrau da referência apresentado, o conversor executa também a troca de modo de modulação. Isso pode ser verificado na Figura 11, pela simetria do valor máximo e mínimo da corrente i_a até 40 ms, o que caracteriza a modulação PS, enquanto no intervalo entre 40 ms e 60 ms o valor positivo da corrente i_a é maior que o valor negativo, característica da modulação ZV (conforme Figura 3). Já a

Figura 12 traz o resultado de simulação para o degrau em $V_{s,ref}$ de 200 V para 250 V, executada em 40 ms e o degrau de 250 para 200 V executado em 60 ms. A carga utilizada é de 62,5 Ω , que equivale a 1 kW em 250 V (operação em modo ZV) e 640 W em 200 V (operação em modo PS).

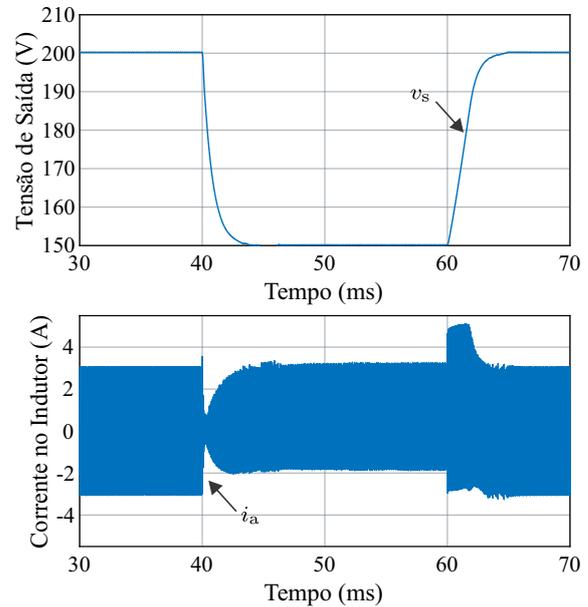


Figura 11. Resultados de simulação: degrau em $V_{s,ref}$ de 200 V para 150 V, formas de onda de tensão do barramento de saída (v_s) e corrente no indutor i_a .

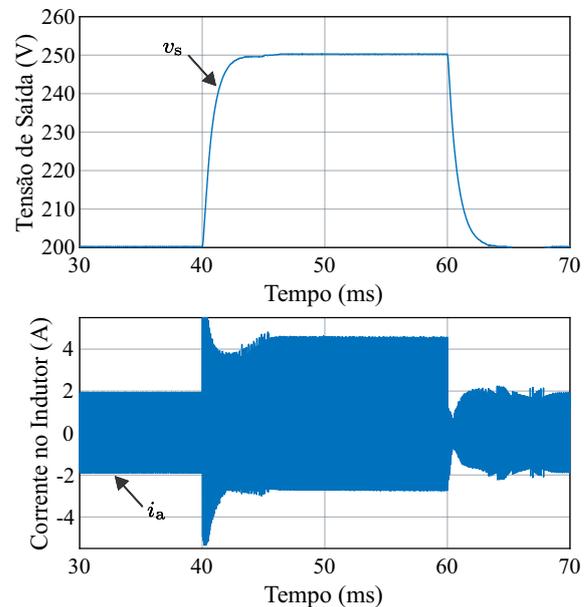


Figura 12. Resultados de simulação: degrau em $V_{s,ref}$ de 200 V para 250 V, formas de onda de tensão do barramento de saída (v_s) e corrente no indutor i_a .

Na sequência é apresentado o resultado de simulação para degrau de carga, com variação entre 50% e 100%, conforme Figura 13. O conversor inicia a operação com 1 kW e $V_{s,ref}$ igual a 200 V. Em 33 ms 50% da carga é removida. Nesse instante percebe-se a subida da tensão v_s até 203 V (1,5%), sendo recuperada rapidamente pelo controle. Já em 63 ms

a carga é novamente ajustada para 1 kW, sendo neste momento verificado o afundamento da tensão v_s até 197 V, sendo este valor novamente recuperado pelo controle para o valor de referência.

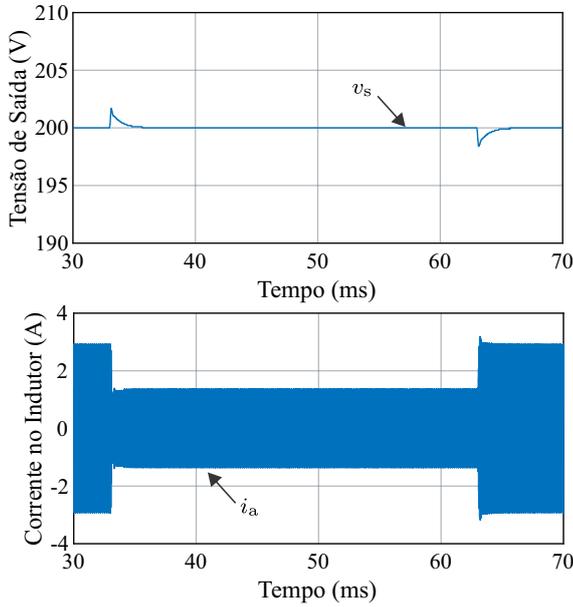


Figura 13. Resultados de simulação: degrau de carga entre 100% e 50%, formas de onda de tensão do barramento de saída (v_s) e corrente no indutor i_a .

O procedimento de partida do protótipo é apresentado na Figura 14. Nesta figura são apresentadas as formas de onda da tensão de braço do primário (v_{an}) e do secundário (v_{AN}), a corrente i_a e a tensão do barramento de saída (v_s). Durante o procedimento de partida, a referência de tensão é ajustada em rampa de 0 e 200 V. O detalhe apresenta o início do procedimento, no qual observa-se que a tensão de saída é nula. A tensão chega ao valor de referência sem sobre sinal perceptível e o conversor opera com carga nominal.

A troca de modo de modulação também é avaliada experimentalmente. As Figuras 15 e 16 apresentam a transição do modo de modulação PS para ZV, sendo na Figura 15

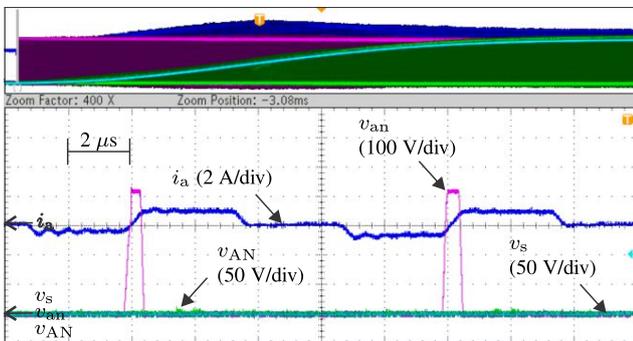


Figura 14. Resultado experimental: procedimento de partida do sistema, formas de onda de tensão de braço do primário (v_{an}), tensão de braço do secundário (v_{AN}), corrente no indutor i_a e tensão do barramento de saída (v_s), valor final da referência em 200 V.

destacado o início da transição e na Figura 15 destacado o fim da transição. A troca ocorre com carga em torno de 300 W, para a referência de 200 V.

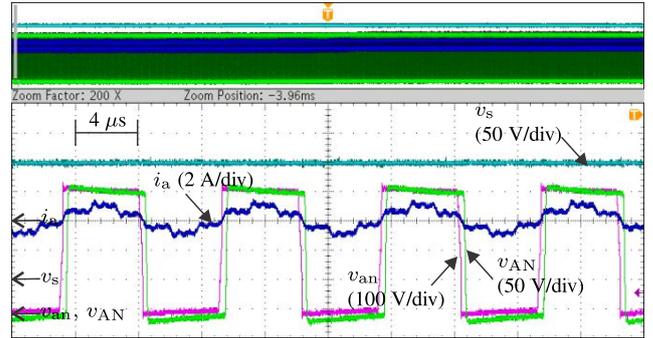


Figura 15. Resultado experimental: transição de modo de modulação PS para ZV, formas de onda de tensão de braço do primário (v_{an}), tensão de braço do secundário (v_{AN}), corrente no indutor i_a e tensão do barramento de saída (v_s), destaque para o início da transição.

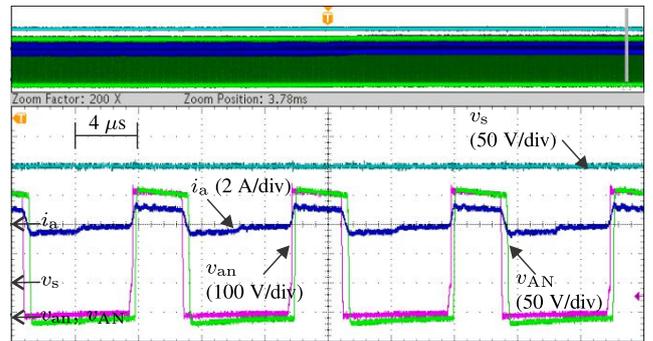


Figura 16. Resultado experimental: transição de modo de modulação PS para ZV, formas de onda de tensão de braço do primário (v_{an}), tensão de braço do secundário (v_{AN}), corrente no indutor i_a e tensão do barramento de saída (v_s), destaque para o final da transição.

Já as Figuras 17 e 18 apresentam a transição do modo de modulação PS para ZV, sendo destacado início e o final da transição respectivamente. Para ambas condições, verifica-se que a transição ocorre sem perturbações na tensão de saída ou na corrente do conversor.

6. CONCLUSÕES

No presente trabalho foi discutida uma estratégia de controle destinada à operação do conversor DAB3 com modulação otimizada. Nesta estratégia, chamada de híbrida, são empregadas as modulações PS e ZV, buscando a operação com o maior rendimento possível. O controle do conversor como modulação PS já é conhecido na literatura, no entanto quando o conversor opera no modo ZV há três variáveis de controle que necessitam ser ajustadas. A proposta desenvolvida emprega tabelas LUT para obtenção dos valores de duas das variáveis de controle (θ_p e θ_s), em função do ponto de operação (v_s e P). Assim o mesmo controlador sintonizado para a operação com modulação

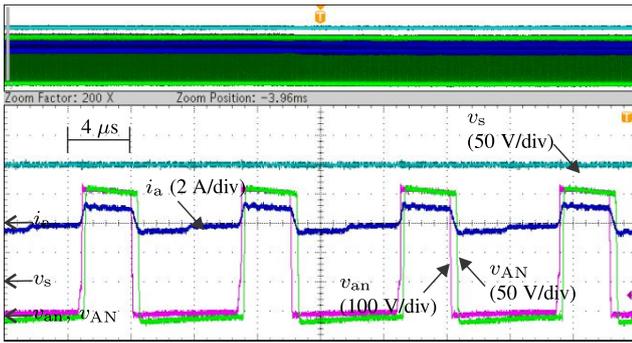


Figura 17. Resultado experimental: transição de modo de modulação ZV para PS, formas de onda de tensão de braço do primário (v_{an}), tensão de braço do secundário (v_{AN}), corrente no indutor i_a e tensão do barramento de saída (v_s), destaque para o início da transição.

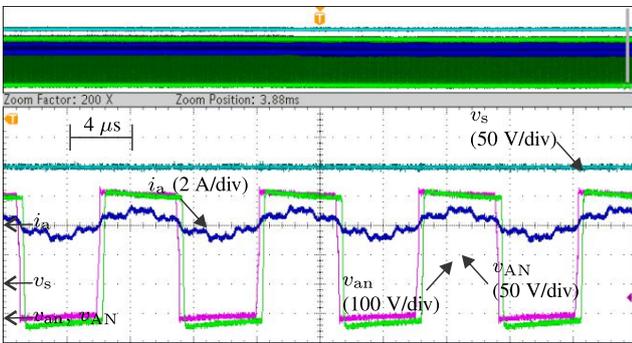


Figura 18. Resultado experimental: transição de modo de modulação ZV para PS, formas de onda de tensão de braço do primário (v_{an}), tensão de braço do secundário (v_{AN}), corrente no indutor i_a e tensão do barramento de saída (v_s), destaque para o final da transição.

PS pôde ser utilizado para toda a faixa de operação do projeto.

Também foram desenvolvidos e validados modelos de pequenos sinais para diversos submodos da modulação ZV, o que permite projetar adequadamente o desempenho do controle em toda a faixa de operação, considerando a variação de potência e tensão do projeto. Por fim foram apresentados resultados de simulação e experimentais que suportam a teoria desenvolvida.

REFERÊNCIAS

- Cunico, L.M., Alves, Z., and Kirsten, A.L. (2020). Efficiency-optimized modulation scheme for three-phase dual active bridge DC-DC converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1–1. doi:10.1109/tie.2020.2992961.
- De Doncker, R.W., Divan, D.M., and Kheraluwala, M.H. (1991). A Three-Phase Soft-Switched High-Power-Density DC/DC Converter for High-Power Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(1), 63–73. doi:10.1109/28.67533.
- Engel, S.P., Soltan, N., Stagge, H., and De Doncker, R.W. (2013). Dynamic and balanced control of three-phase high-power dual-active bridge DC-DC converters

in DC-grid applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(4), 1880–1889. doi:10.1109/TPEL.2012.2209461.

- GeckoSimulations (2020). GeckoCIRCUITS S. URL <http://www.gecko-simulations.com>.
- Middlebrook, R.D. and Cuk, S. (1976). A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE. doi:10.1109/pesc.1976.7072895.
- Naayagi, R., Shuttleworth, R., and Forsyth, A. (2012). Bidirectional control of a dual active bridge DC-DC converter for aerospace applications. *IET Power Electronics*, 5(7), 1104–1118. doi:10.1049/iet-pel.2011.0278.
- Oggier, G.G., García, G.O., and Oliva, A.R. (2009). Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(7), 1826–1838. doi:10.1109/TPEL.2009.2020902. URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/5185352/>.
- Su, G.J. and Tang, L. (2008). A three-phase bidirectional DC-DC converter for automotive applications. *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, 1–7. doi:10.1109/08IAS.2008.286.
- 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 Transactions on Power Electronics*, 27(3), 1237–1248. doi:10.1109/tpel.2011.2108317.
- Tao, H., Kotsopoulos, A., Duarte, J.L., and Hendrix, M.A.M. (2008). Transformer-Coupled Multiport ZVS Bidirectional DC-DC Converter With Wide Input Range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(2), 771–781. doi:10.1109/TPEL.2007.915129.
- Zhao, B., Song, Q., Liu, W., and Sun, Y. (2014a). Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(8), 4091–4106. doi:10.1109/tpel.2013.2289913.
- Zhao, C., Dujic, D., Mester, A., Steinke, J.K., Weiss, M., Lewdeni-Schmid, S., Chaudhuri, T., and Stefanutti, P. (2014b). Power electronic traction transformer—medium voltage prototype. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(7), 3257–3268. doi:10.1109/tie.2013.2278960.