

IMPACTOS DA MODULAÇÃO POR MÚLTIPLAS VARIÁVEIS NO TRANSFORMADOR E NA COMUTAÇÃO SUAVE DO CONVERSOR DUAL-ACTIVE-BRIDGE

Jeferson Fraytag^{1,2}, André Luís Kirsten¹, Marcelo Lobo Heldwein¹

¹Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis – SC, Brasil

²Instituto Federal de Santa Catarina (IFSC), Lages – SC, Brasil

e-mail: jeferson.fraytag@ifsc.edu.br, kirsten.andre@inep.ufsc.br, heldwein@inep.ufsc.br

Resumo – Devido à atual importância dos conversores *Dual-Active-Bridge* (DAB), este trabalho propõe uma estrutura de análise para modelar o comportamento estático do conversor quando submetido a uma modulação por múltiplas variáveis. Neste tipo de modulação, além da mudança da defasagem angular, as razões-cíclicas da tensão do primário e do secundário também são variadas. As análises apresentadas propõem ferramentas para definir o ponto de operação mais adequado para um conversor DAB, analisando o impacto da escolha desse ponto de operação em relação ao volume do núcleo magnético, as perdas no cobre e as fronteiras de comutação suave dos interruptores do primário e do secundário do conversor. Resultados experimentais para um protótipo de 800 W, 1200 W e 1600 W são apresentados para validar as análises propostas, onde diferenças de volume de até 35% são obtidas.

Palavras-chave – Comutação Suave, Dual-Active-Bridge, Impactos no Conversor, Múltiplas Variáveis.

IMPACTS OF THE MULTI-VARIABLES MODULATION ON TRANSFORMER AND SOFT-SWITCHING OF A DUAL-ACTIVE-BRIDGE

Abstract – Due to the current importance of Dual-Active-Bridge (DAB) converters, this work proposes an analysis framework to model the DAB static behavior when it is subjected to a multi-variables modulation. In this type of modulation, in addition to the angular-phase-shift between the DAB H-bridges, the primary and secondary-side voltage duty-cycles can also be varied. The current analysis proposes tools to define the most suitable operation point for a DAB converter, analyzing the impact of choosing the operational point on the magnetic core volume, copper losses and soft-switching for primary-an secondary-side. Experimental results for a 800 W, 1200 W and 1600 W prototype are presented to validate the proposed analyzes, where a core volume variation of 35% was obtained.

Keywords – Converter Impacts, Dual-Active-Bridge, Multi-Variables Modulation, Soft-Switching.

Manuscript received 03/30/2020; first revision 06/15/2020; accepted for publication 07/24/2020, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2020.3.0016>

NOMENCLATURA

C_x	Capacitância intrínseca do interruptor
d	Relação de ganho.
D_1	Razão-cíclica do primário.
D_2	Razão-cíclica do secundário.
f_s	Frequência de comutação.
I_{min}	Corrente de descarga mínima.
I_P	Corrente do primário.
L_D	Indutância série.
N_P	Número de espiras do primário.
N_S	Número de espiras do secundário.
ϕ	Ângulo de defasagem.
P_o	Potência ativa.
S_{Px}	Interruptores do primário.
S_{Sx}	Interruptores do secundário.
S_T	Potência aparente total.
t_m	Tempo morto entre as comutações.
t_{max}	Tempo morto máximo.
t_{min}	Tempo morto mínimo.
T_S	Período de comutação.
v_i	Tensão de entrada.
v_o	Tensão de saída.
v_P	Tensão do primário.
v_S	Tensão do secundário.

I. INTRODUÇÃO

Uma grande gama de aplicações de conversão com fluxo bidirecional de energia e isolamento galvânico baseia-se em uma interface de dois estágios, a qual é tipicamente composta por um conversor conectado à rede e um conversor CC-CC isolado. Considerando a capacidade de processar altos níveis de potência, associado a estabilidade e confiabilidade de operação, os conversores do tipo DAB (sigla inglesa de *Dual-Active-Bridge*) se enquadram como uma alternativa viável e adequada para este tipo de aplicação [1], [2].

Uma das características adicionais do conversor DAB é a distribuição de perdas entre seus componentes, o que faz esta topologia ser bastante atraente para compor o estágio de isolamento galvânico de transformadores de estado sólido [3], [4]. Além disso, existem pesquisas com aplicações do DAB direcionadas às áreas de sistemas fotovoltaicos [5], [6], ultra capacitores [7], interfaces para baterias [8], [9], sistemas de tração automotiva elétrica [10], [11], entre outras. Algumas patentes depositadas em relação ao conversor DAB e suas aplicações de alta potência são apresentadas em [12], [13] e [14].

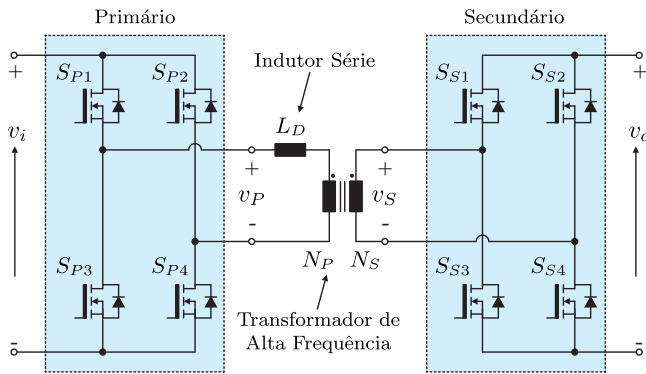


Fig. 1. Estrutura convencional do conversor DAB CC-CC [1].

A estrutura deste tipo de conversor, apresentada na Figura 1, é normalmente controlada a partir da modulação por defasagem angular, na qual a variável de atuação é o ângulo ϕ entre os comandos dos interruptores do primário e do secundário do conversor [15], [16]. Além disso, o tempo de acionamento de cada interruptor é fixo em aproximadamente metade do período de comutação, de tal forma que todos os braços do conversor operem de forma complementar. Devido a estas características, este tipo de modulação apresenta implementação simples e comutação suave para determinadas condições de operação.

No entanto, considera-se neste trabalho o conversor DAB operando não apenas com a defasagem angular, mas também inserindo a largura de pulso das tensões aplicadas aos enrolamentos do transformador como variáveis de controle adicionais. Esta estratégia, chamada aqui de “modulação por múltiplas variáveis”, adiciona D_1 e D_2 nas análises, as quais correspondem às razões-cíclicas da tensão do primário v_P e do secundário v_S do transformador, respectivamente. O aumento no número de variáveis livres associadas ao processo de modulação resulta no incremento da complexidade de controle e gerenciamento. Contudo, poderá resultar na otimização do projeto dos elementos magnéticos e no aumento da área de operação do conversor reduzindo perdas. A proposta de modulação por múltiplas variáveis também é discutida em [23]. Contudo, neste trabalho não são apresentados os impactos da modulação nos interruptores, nem abordadas metodologias capazes de estimar as regiões de operação com comutação suave. Neste contexto comparativo, a seguir são apresentados alguns trabalhos técnicos que abordaram diferentes estratégias de modulação aplicadas ao conversor DAB, descrevendo suas principais contribuições e limitações:

Uma estratégia de modulação semelhante aplicada ao DAB de três níveis é discutida em [17]. Segundo os autores, esse tipo de modulação é capaz de aumentar a faixa de regulação de potência transferível do conversor e incrementar a flexibilidade de controle, em comparação com a modulação por defasagem angular convencional. No entanto, neste trabalho a potência aparente total e os impactos no projeto dos magnéticos não são considerados. Além disso, os autores não apresentam nenhuma análise de comutação suave.

Em [18], os autores usam esse tipo de modulação para minimizar as perdas de um conversor DAB empregado para uma aplicação automotiva. De acordo com os resultados experimentais, a eficiência do conversor aumenta na condição

nominal de potência, sendo classificada pelos autores como um esquema de modulação ideal. Apesar de abordar o comportamento parcial das perdas, não são apresentadas as metodologias de análises das regiões de comutação suave, informando apenas que estas podem ser obtidas para médias e altas potências. Além disso, os impactos resultantes no transformador e a potência aparente total para esta estratégia de modulação também não são discutidas no trabalho.

Uma abordagem de otimização para um conversor bidirecional de ponte dupla trifásica é proposta em [19], onde as perdas e o volume do conversor são reduzidos com base em um processo de projeto iterativo, no qual um conjunto de parâmetros são testados. No entanto, apesar dos autores buscarem uma operação otimizada, o comportamento analítico da comutação suave não é abordado. Além disso, as análises e resultados apresentados estão restritos à modulação por defasagem angular convencional.

Em [20], os autores apresentam um procedimento de otimização de projeto para transformadores de alta frequência, empregados diretamente em conversores do tipo DAB. Nesta abordagem, a indutância de dispersão, os efeitos parasitas e o tamanho do núcleo são considerados para minimizar as perdas totais. Além disso, demonstra-se que a própria indutância de dispersão do transformador pode ser utilizada para garantir a comutação suave dos interruptores, descrevendo em quais condições de operação isso ocorre. No entanto, apesar de apresentar uma abordagem ampla, as análises realizadas são válidas apenas para modulação utilizando defasagem angular.

Uma estratégia semelhante à modulação por múltiplas variáveis é relatada em [21], na qual os autores estendem a faixa de comutação suave dos interruptores até a condição de carga zero, utilizando para isso um esquema composto de modulação, no qual estratégias específicas de controle são aplicadas. Com isso, os autores obtêm uma redução de tamanho do transformador para um protótipo de 10 kW. No entanto, uma análise para diferentes pontos operacionais na mesma potência ativa não é discutida. Além disso, a resposta da potência aparente total não é claramente desenvolvida.

Em [22], os autores apresentam uma análise das características otimizadas para eficiência de conversores bidirecionais isolados, com base na modulação de defasagem angular dupla. De acordo com os resultados experimentais, o método proposto pode minimizar as perdas de energia e maximizar a eficiência do sistema. Embora sejam apresentadas extensas análises e comparações teóricas, os impactos diretos dessa modulação na comutação suave dos interruptores e no transformador não são considerados.

A Tabela I mostra uma análise comparativa entre os trabalhos e métodos descritos anteriormente, estabelecendo as principais diferenças e relações entre os mesmos. Conforme pode ser observado, apesar de existirem trabalhos correlatos ao assunto proposto, não há uma abordagem sistemática que investigue os impactos da modulação no transformador do conversor DAB, nem são descritas metodologias capazes de estimar as regiões de comutação suave a partir das características do processo de modulação. Nesse contexto, a contribuição deste trabalho consiste em uma nova análise metodológica do mecanismo de transferência de potência do conversor DAB ao empregar a modulação por múltiplas

TABELA I

Diferenças e Relações entre a Análise Proposta e os Métodos Similares Discutidos na Literatura Técnica

Referência	Principal Contribuição	Diferenças e Relações	Avaliação dos Impactos no Transformador?	Avaliação das Fronteiras de Comutação Suave?
[17]	1) Aumento na faixa de regulação de potência e na flexibilidade de controle. 2) Proposta de um algoritmo de controle da estratégia de tensão otimizada.	1) A análise da potência aparente total não é considerada. $[0 \leq D_1 \leq 0,5] \wedge [0 \leq D_2 \leq 0,5]$	Não	Não
[18]	1) Aumento da eficiência do conversor com base em um esquema de modulação que permite minimizar as perdas no cobre.	1) A análise da potência aparente total não é considerada. $[0 \leq D_1 \leq 0,5] \wedge [0 \leq D_2 \leq 0,5]$	Não	Não
[19]	1) As perdas e o volume do conversor são reduzidas com base em um processo de projeto iterativo.	1) A análise da potência aparente total não é considerada. $[D_1 = 0,5] \wedge [D_2 = 0,5]$	Parcialmente	Não
[20]	1) Otimização do projeto com base na indutância de dispersão, nos efeitos parasitas e no tamanho do núcleo para minimizar as perdas totais.	1) A análise da potência aparente total não é considerada. $[D_1 = 0,5] \wedge [D_2 = 0,5]$	Parcialmente	Sim
[21]	1) A faixa de comutação suave é estendida até a condição de carga zero. 2) As correntes eficazes e de pico são reduzidas, com uma minimização significativa no tamanho do transformador.	1) A corrente do transformador é apresentada. 2) A análise da potência aparente total não é considerada. $[0 \leq D_1 \leq 0,5] \wedge [0 \leq D_2 \leq 0,5]$	Parcialmente	Sim
[22]	1) Uma estratégia de comutação com eficiência otimizada é proposta para minimizar as perdas de energia em alta tensão.	1) A análise da potência aparente total não é considerada. $[0 \leq D_1 \leq 0,5] \wedge [0 \leq D_2 \leq 0,5]$	Não	Não

variáveis, na qual os impactos no transformador e na comutação suave dos interruptores serão avaliados. Para aplicações práticas de eletrônica de potência, as ferramentas apresentadas poderão contribuir para minimizar a potência aparente total, reduzir o volume do transformador e aumentar a eficiência global do conversor.

As metodologias de análise propostas são baseadas na definição dos diferentes casos de operação do conversor, os quais definem as formas de onda da tensão do primário e do secundário da estrutura. A análise leva à criação de um mapa de limites operacionais, onde a condição de operação do conversor DAB é claramente observada. Novas equações para as relações entre a potência ativa transferida e a potência aparente total do transformador são derivadas, onde pode-se determinar as diferentes combinações de defasagem angular e razões-cíclicas para uma determinada potência de operação. Além disso, o volume do transformador, as perdas no cobre e as fronteiras de comutação suave são discutidas em função da modulação por múltiplas variáveis. Dessa forma, é possível desenvolver relações analíticas que descrevem o comportamento completo do conversor, o que pode ser utilizado na otimização da operação do mesmo. Logo, não existem estudos na literatura que realizem a análise dos impactos da modulação por múltiplas variáveis tanto no transformador quanto na comutação suave do conversor.

II. MODULAÇÃO POR MÚLTIPLAS VARIÁVEIS

A largura de pulso da tensão aplicada ao primário do transformador, representada na Figura 2, pode ser determinada

a partir dos instantes de comutação dos interruptores S_{P1} , S_{P2} , S_{P3} e S_{P4} . Da mesma forma, a largura de pulso da tensão do secundário é dependente da comutação dos respectivos interruptores S_{S1} , S_{S2} , S_{S3} e S_{S4} . Desta forma, as razões-cíclicas de ambas as tensões são definidas por

$$D_1 = \frac{\Delta_1}{T_s} \quad (1)$$

e

$$D_2 = \frac{\Delta_2}{T_s}, \quad (2)$$

sendo T_s o período de comutação do conversor, e Δ_1 e Δ_2 equivalentes aos intervalos associados aos pulsos positivos da tensão do primário e do secundário. A partir dessas considerações, analisa-se a operação da topologia DAB e os impactos resultantes da modulação por múltiplas variáveis.

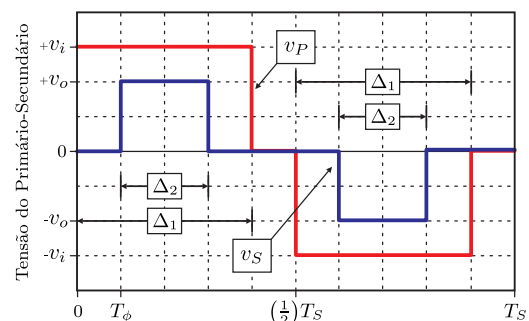


Fig. 2. Formas de onda em regime permanente das tensões do primário v_P e do secundário v_S do transformador para $[v_i > v_o]$ considerando que a indutância série L_D represente a dispersão.

A. Situações de Operação do Conversor

A variação das razões-cíclicas D_1 e D_2 , bem como do ângulo de defasagem ϕ , implica em alterações na operação do conversor. Neste contexto, existem diferentes combinações de formas de onda de tensão e corrente que devem ser analisadas. Para isso, seis situações diferentes são apresentadas, as quais são suficientes para descrever o comportamento global da topologia na modulação por múltiplas variáveis, sendo estas: Situação A para $(T_{D2} < T_{D1})$, Situação B para $(T_{D2} \geq T_{D1})$, Situação C para $(T_6 > 0) \wedge (T_6 < T_{D1})$, Situação D para $(T_\phi < T_S/2) \wedge (T_6 > T_{D1})$, Situação E para $(T_6 < T_{D1}) \wedge (T_\phi > T_{D1})$ e, finalmente, Situação F válida para $(T_{D2} < T_S/2) \wedge (T_\phi > T_{D1})$.

A Figura 3 apresenta a resposta de tensão e corrente para as seis situações listadas, onde os instantes de tempo utilizados como referências são definidos por

$$T_\phi = \phi \frac{T_S}{2\pi}, \quad (3)$$

$$T_{D1} = D_1 T_S, \quad (4)$$

$$T_{D2} = T_\phi + D_2 T_S, \quad (5)$$

$$T_3 = T_{D1} + \frac{T_S}{2}, \quad (6)$$

$$T_4 = T_\phi + \frac{T_S}{2}, \quad (7)$$

$$T_5 = T_4 + D_2 T_S, \quad (8)$$

$$T_6 = T_{D2} - \frac{T_S}{2}. \quad (9)$$

A combinação de ϕ , D_1 e D_2 determina em qual das seis situações o conversor opera. Assim, se faz necessário desenvolver relações analíticas que descrevam os níveis de processamento de energia para cada uma delas.

B. Processamento de Potência do Conversor

As condições de operação definidas pelas variáveis de controle ϕ , D_1 e D_2 definem a taxa de transferência de energia entre a porta de entrada e de saída da topologia DAB. Considerando um sistema sem perdas e com tensão constante nas portas do conversor, a potência média P_j transferida para cada situação de operação, com $j = \{A, B, C, D, E, F\}$, pode ser descrita em função do ângulo de defasagem ϕ e das razões-cíclicas D_1 e D_2 , de acordo com

$$P_A(\phi, D_1, D_2) = k_0 (\phi D_2 + \pi D_2^2 - \pi D_1 D_2) \quad (10)$$

$$P_B(\phi, D_1, D_2) = k_0 \left[\phi D_1 + \pi (D_1 D_2 - D_1^2) - \frac{\phi^2}{4\pi} \right] \quad (11)$$

$$P_C(\phi, D_1, D_2) = k_0 \left(\phi D_1 - \pi D_1^2 - \phi D_2 - \frac{\phi^2}{2\pi} + k_1 \right) \quad (12)$$

$$P_D(\phi, D_1, D_2) = k_0 [D_1(\pi - \phi) + \pi(D_1^2 - D_1 D_2)] \quad (13)$$

$$P_E(\phi, D_1, D_2) = k_0 \left(-\phi D_2 - \frac{\phi^2}{4\pi} + k_1 \right) \quad (14)$$

$$P_F(\phi, D_1, D_2) = k_0 (\pi D_1 D_2), \quad (15)$$

sendo os coeficientes k_0 e k_1 definidos como

$$k_0 = \frac{d v_i^2}{\pi f_S L_D}, \quad (16)$$

$$k_1 = \pi D_2 (D_1 - D_2 + 1) - \frac{\pi}{4} + \frac{\phi}{2}. \quad (17)$$

Nestas representações, d equivale ao ganho de tensão do conversor, o qual depende da relação de transformação do transformador [24], conforme

$$d = \frac{v_o}{v_i} \left(\frac{N_P}{N_S} \right). \quad (18)$$

A interpolação matemática entre as expressões P_j é representada na Figura 4.a, na qual a potência ativa normalizada \bar{P}_o corresponde ao ponto de máximo valor ($D_1 = D_2 = 1/2$ e $\phi = 90^\circ$), dado por

$$\bar{P}_o(d) = \frac{v_i^2 d}{8 L_D f_S}. \quad (19)$$

Como pode ser observado, a redução das razões-cíclicas resulta na diminuição da potência ativa processada pelo conversor. Além disso, a mudança altera os pontos de operação onde ocorrem a máxima potência. Considerando um ponto de operação com $D_2 = 0,4$ e $D_1 = 0,3$, por exemplo, o ângulo de máxima potência se aproxima de $\phi \approx 75^\circ$, enquanto que para $D_2 = 0,4$ e $D_2 = 0,2$ o ângulo de máxima potência reduz para $\phi \approx 52^\circ$.

Assumindo a corrente de magnetização nula e os componentes sem perdas, a potência aparente total S_T para o sistema de múltiplas variável é definida pela soma das potências aparentes de ambos os enrolamentos do transformador. Portanto,

$$S_T = v_P^{\text{rms}} i_P^{\text{rms}} + v_S^{\text{rms}} i_S^{\text{rms}}, \quad (20)$$

a qual pode ser reescrita como

$$S_{Tj}(\phi, D_1, D_2) = v_i \left(\sqrt{2D_1} + d \sqrt{2D_2} \right) \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_{Pj}^2 dt}, \quad (21)$$

onde x^{rms} denota o valor eficaz de um sinal x . Nesta representação, a influência da tensão v_S é inserida na expressão através das variáveis d e D_2 . Assim, o comportamento da potência aparente total na modulação por múltiplas variáveis é apresentada na Figura 4.b, sendo a potência aparente total normalizada por

$$\bar{S}_T(d) = \frac{v_i^2 (1+d)}{L_D f_S} \sqrt{\frac{d^2 + 1}{48}}. \quad (22)$$

Com base na análise global da Figura 4, observa-se que há mais de um ponto de operação fornecendo uma dada potência ativa, mas com níveis distintos de potência aparente total. Neste contexto, diferentes combinações de ϕ , D_1 e D_2 podem ser analisadas para cada nível de potência ativa do conversor, onde o ponto de menor potência aparente pode ser obtido.

III. IMPACTOS DA ESCOLHA DO PONTO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR

A partir da determinação do comportamento da potência ativa e da potência aparente total na modulação por múltiplas

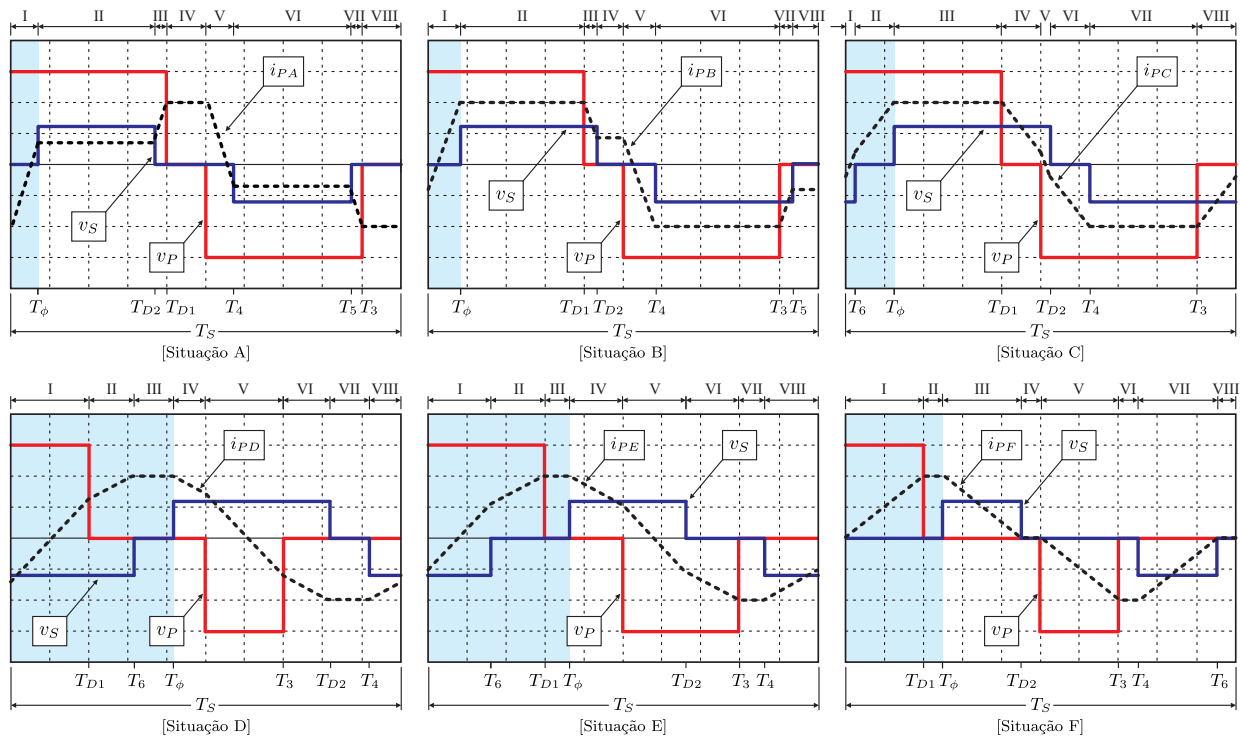


Fig. 3. Exemplificação das tensões v_P e v_S e da corrente do primário i_P : Situação A ($D_1 = 0,4 \wedge D_2 = 0,3 \wedge \phi = 30^\circ \wedge d = 1$), Situação B ($D_1 = 0,4 \wedge D_2 = 0,35 \wedge \phi = 30^\circ \wedge d = 1$), Situação C ($D_1 = 0,4 \wedge D_2 = 0,4 \wedge \phi = 45^\circ \wedge d = 1$), Situação D ($D_1 = 0,2 \wedge D_2 = 0,4 \wedge \phi = 135^\circ \wedge d = 1$), Situação E ($D_1 = 0,3 \wedge D_2 = 0,3 \wedge \phi = 130^\circ \wedge d = 1$) e Situação F ($D_1 = 0,2 \wedge D_2 = 0,2 \wedge \phi = 90^\circ \wedge d = 1$).

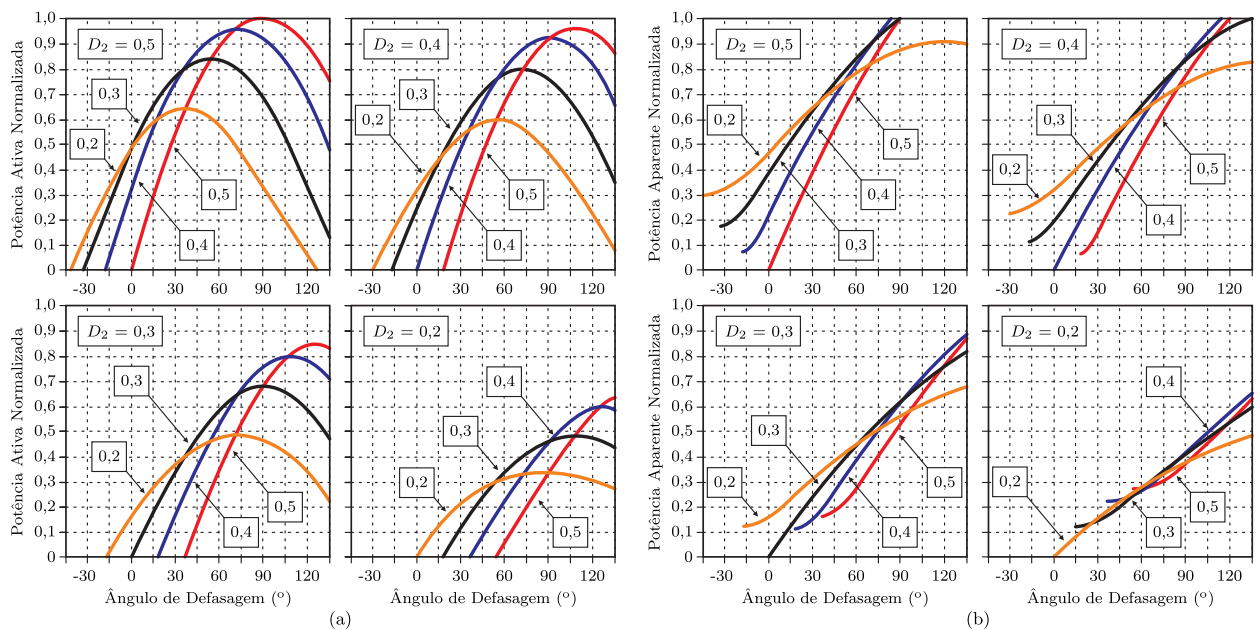


Fig. 4. Resposta da (a) potência ativa normalizada e da (b) potência aparente normalizada, ambas considerando as variações de ϕ (-45 a 135°), D_1 ($0,2$ a $0,5$), D_2 ($0,2$ a $0,5$) e $d = 1$.

variáveis, analisam-se os impactos da escolha do ponto de operação com relação ao transformador e à condição de comutação suave do conversor.

A. Impactos no Transformador

A escolha de pontos de operação com potência aparente reduzida resulta na minimização dos níveis de corrente eficaz, volume do núcleo magnético e das perdas no cobre associadas ao transformador. Existem diferentes métodos analíticos

para estimar o tamanho do núcleo em transformadores aplicados em eletrônica de potência [25], [26], [27]. Para este trabalho, opta-se pela utilização do método $A_e A_w$ (também chamado de “produto das áreas”), o qual fornece o valor mínimo do produto das áreas necessário para um determinado núcleo magnético, sob valores específicos de indução magnética e densidade de corrente máximas. Considerando as características da modulação por múltiplas variáveis, o comportamento relativo do produto $A_e A_w$ pode

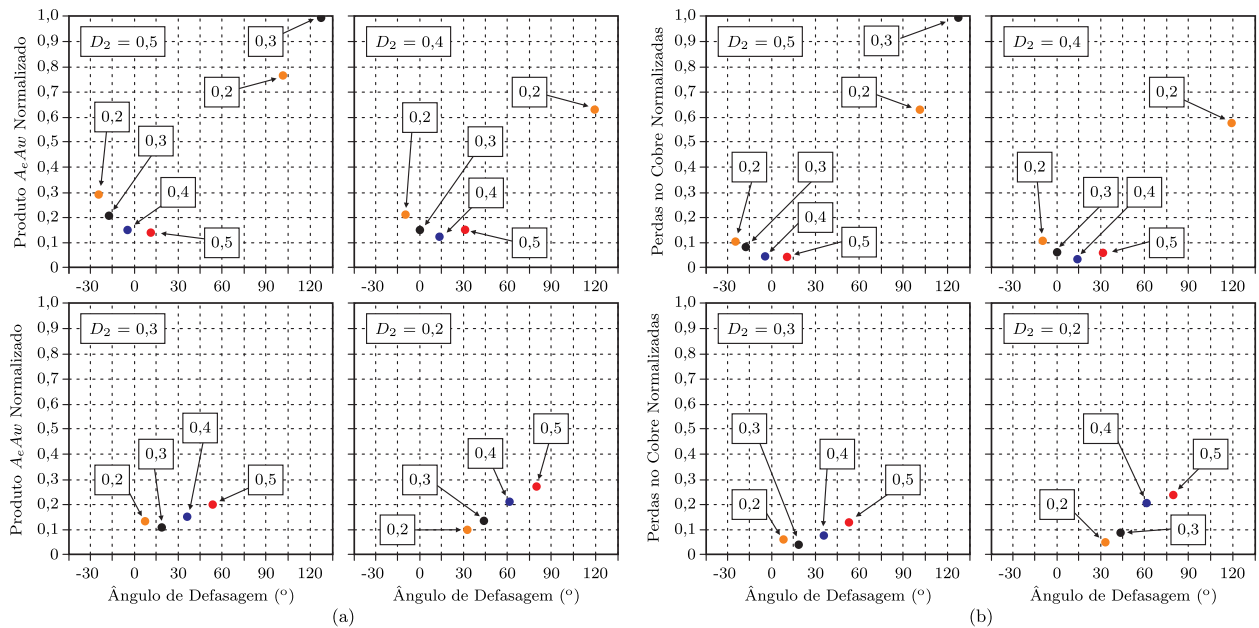


Fig. 5. Comportamento da relação (a) $A_e A_w$ e das (b) perdas no cobre do transformador para a potência ativa de 800 W, considerando a modulação por múltiplas variáveis com ϕ (-45 a 135°), D_1 (0,2 a 0,5), D_2 (0,2 a 0,5) e $d = 1$.

ser estabelecido para as variações de ϕ , D_1 e D_2 , conforme apresentado na Figura 5.a, exemplificado para uma potência de operação de 800 W. Nesta representação, observa-se que existem diferenças relevantes nos valores de $A_e A_w$ para os diferentes pontos de operação, acarretando em impactos significativos no tamanho do núcleo magnético. Com base nessa relação, verifica-se que os pontos de operação que resultam em volumes reduzidos tendem a ocorrer em ângulos de defasagem $|\phi|$ reduzidos e com $D_1 = D_2$.

Além do tamanho do núcleo magnético, as perdas no cobre também podem ser avaliadas. Para isso, consideram-se alguns efeitos físicos intrínsecos aos transformadores, tais como o efeito pelicular e o de proximidade, os quais alteram a distribuição de corrente através do fio, resultando em um aumento no valor da resistência de forma proporcional a frequência de operação [28], [29].

Com base nestes conceitos e nas formas de onda das correntes resultantes de cada situação (ver Figura 3), as perdas no cobre do transformador podem ser estimadas conforme a Figura 5.b. Nesta representação, exemplificada para a potência de operação de 800 W, observa-se que as perdas no cobre tendem a diminuir para os pontos de operação com ângulos $|\phi|$ menores. Em geral, pode-se concluir que os pontos de operação com $D_1 = D_2$ e ângulos de defasagem mais baixos tendem a resultar em menores níveis de potência aparente total, obtendo a redução nas perdas no cobre e no volume do núcleo magnético.

B. Impactos na Comutação Suave dos Interruptores

As perdas associadas à comutação dos interruptores podem representar uma parcela significativa na redução da eficiência dos conversores eletrônicos [1], [30]. Entretanto, técnicas como a comutação sob tensão nula (ZVS - Zero Voltage Switching) podem proporcionar a minimização deste tipo de perdas. A análise convencional das condições de ocorrência de ZVS, baseia-se no sentido da corrente que circula pelos

interruptores nos instantes de entrada em condução dos mesmos. Entretanto, o tempo mínimo e a corrente necessária para carregar e descarregar as capacitâncias intrínsecas dos interruptores são, muitas vezes, negligenciadas. Estes fatores podem impactar fortemente na definição das fronteiras de comutação suave do conversor como se vê a seguir.

Para exemplificar a influência da capacitância dos interruptores no processo de comutação, considera-se o ponto de transição caracterizado pelo momento de bloqueio do interruptor S_{P3} no instante $t = T_5$. O estado do arranjo de interruptores do primário momentos antes da referida transição, ou seja, em $t = T_5^-$, é apresentado na Figura 6, onde se aplica um nível de tensão nulo ao conjunto do primário do transformador, ou seja, $v_P = 0$. Nota-se que, idealmente, a tensão sobre S_{P3} e S_{P4} é nula, ao mesmo tempo em que os interruptores abertos S_{P1} e S_{P2} estão submetidos ao valor da tensão v_i da porta de entrada. Salienta-se que a análise da tensão nas capacitâncias apresenta a seguir é realizada para os interruptores do primário. Entretanto, a mesma metodologia pode ser aplicada ao arranjo de interruptores do

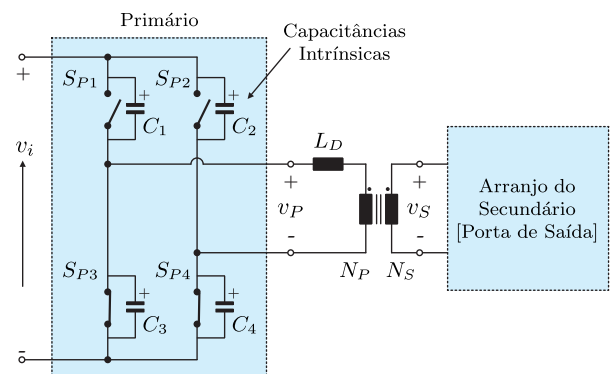


Fig. 6. Estado dos interruptores do primário instantes antes da ocorrência da transição em análise, com destaque para as capacitâncias intrínsecas (C_1, C_2, C_3 e C_4).

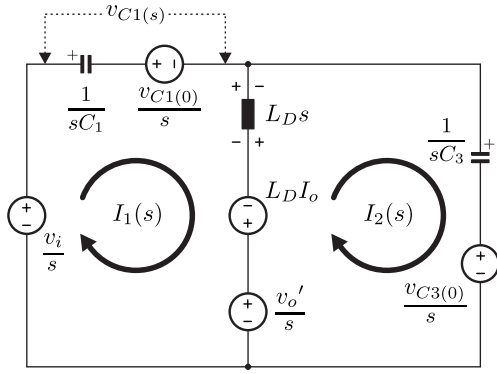


Fig. 7. Circuito equivalente no domínio da frequência válido para o intervalo de tempo morto em análise.

lado secundário.

Com o bloqueio do interruptor S_{P3} , o interruptor complementar S_{P1} não é acionado imediatamente, prevenindo assim eventuais curto-circuitos entre os braços do conversor. Durante este intervalo de tempo, chamado comumente de “tempo morto”, somente o interruptor S_{P4} está efetivamente em condução, ao mesmo tempo em que os demais permanecem em estado de bloqueio. Desta forma, o circuito equivalente do primário pode ser simplificado conforme a Figura 7, na qual v_o' corresponde a tensão do secundário refletida para o primário, e I_o equivale a corrente inicial que circula através do indutor série do conversor. Neste circuito equivalente, os elementos são representados no domínio da frequência. Além disso, observa-se que o capacitor C_2 não é representado, visto que o mesmo não influencia no comportamento dinâmico do circuito por estar grampeado no valor da tensão de entrada.

A fim de realizar uma análise da operação do conversor durante o tempo morto, a tensão do capacitor C_1 , representada por $v_{C1}(s)$, deverá ser avaliada. Desta forma, aplicando a *Lei de Kirchhoff* das tensões no circuito simplificado, chega-se às expressões de malha

$$-\frac{v_i}{s} + \frac{I_1(s)}{sC_1} + \frac{v_{C1(0)}}{s} + L_D s [I_1(s) - I_2(s)] - L_D I_o + \frac{v_o'}{s} = 0 \quad (23)$$

$$-\frac{v_o'}{s} + L_D I_o + L_D s [I_2(s) - I_1(s)] + \frac{I_2(s)}{sC_3} + \frac{v_{C3(0)}}{s} = 0. \quad (24)$$

Manipulando-se o sistema formado entre as duas expressões anteriores, pode-se obter o comportamento das correntes de malha conforme

$$I_1(s) = \left[\frac{C}{1 + 2s^2 L_D C} \right] \{ s^2 L_D C [v_i - v_{C1(0)} - v_{C3(0)}] + L_D I_o s + v_i - v_o' - v_{C1(0)} \} \quad (25)$$

$$I_2(s) = \left[\frac{C}{1 + 2s^2 L_D C} \right] \{ s^2 L_D C [v_i - v_{C1(0)} - v_{C3(0)}] - L_D I_o s + v_o' - v_{C3(0)} \} \quad (26)$$

onde considera-se a utilização de interruptores idênticos, representados por $C_1 = C_3 = C$. A partir do circuito

equivalente apresentado, bem como em posse da corrente de malha $I_1(s)$, obtêm-se a tensão no capacitor C_1 ,

$$v_{C1}(s) = \frac{v_i(1 + 2s^2 L_D C + d) - L_D I_o s}{s(1 + 2s^2 L_D C)}. \quad (27)$$

Nesta representação, as condições iniciais foram devidamente substituídas, sendo que $v_{C1(0)} = v_i$ e $v_{C3(0)} = 0$ (ver Figura 6). Além disso, a tensão de saída refletida para o primário v_o' pode ser definida em função da relação de ganho d . Desta forma, o comportamento da tensão da capacitância C_1 no domínio no tempo é descrita por

$$v_{C1}(t) = v_i \left[1 + 2d \operatorname{sen} \left(\frac{\lambda \omega_o t}{2} \right)^2 \right] - \frac{\lambda I_o \operatorname{sen}(\lambda \omega_o t)}{\omega_o C}, \quad (28)$$

sendo

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{L_D C}}, \quad (29)$$

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (30)$$

Quando se considera a existência de capacitâncias paralelas em cada interruptor, torna-se útil a determinação de um tempo morto ideal de operação. A partir do momento em que um interruptor é bloqueado, a tensão sobre o seu complementar começa a reduzir. Neste contexto, o tempo morto mínimo t_{min} corresponde ao instante em que a tensão sobre a capacitância atinge o valor nulo, garantindo assim a comutação suave. Para isso, a partir de $v_{C1}(t) = 0$ é possível obter o instante de tempo onde a igualdade é verdadeira, resultando em

$$t_{min} = \frac{2}{\lambda \omega_o} \operatorname{atan} \left[\frac{I_o \lambda - h}{C v_i \omega_o (1 + 2d)} \right], \quad (31)$$

com

$$h = \sqrt{I_o^2 \lambda^2 - C^2 v_i^2 \omega_o^2 (1 + 2d)}. \quad (32)$$

A determinação do tempo morto máximo parte do princípio de que a tensão nas capacitâncias apresenta um comportamento ressonante, o qual se dá entre a própria capacitância e o indutor série do conversor. O período T_R dessa ressonância é inverso à frequência natural de oscilação do sistema e é dado por

$$T_R = \frac{2\pi}{\lambda \omega_o}. \quad (33)$$

Desta forma, segundo [24], o tempo morto máximo t_{max} deverá ser um quarto do período de ressonância, resultando em

$$t_{max} = \frac{\pi}{2\lambda \omega_o}, \quad (34)$$

o qual corresponde ao tempo onde a tensão na capacitância atinge seu valor mínimo, garantindo assim menores perdas de comutação. Caso o tempo morto seja maior que este valor, a tensão sobre a capacitância irá oscilar e voltar a crescer durante o intervalo de comutação.

A relação entre o tempo morto mínimo e o tempo morto máximo também representa um ponto de fronteira da operação

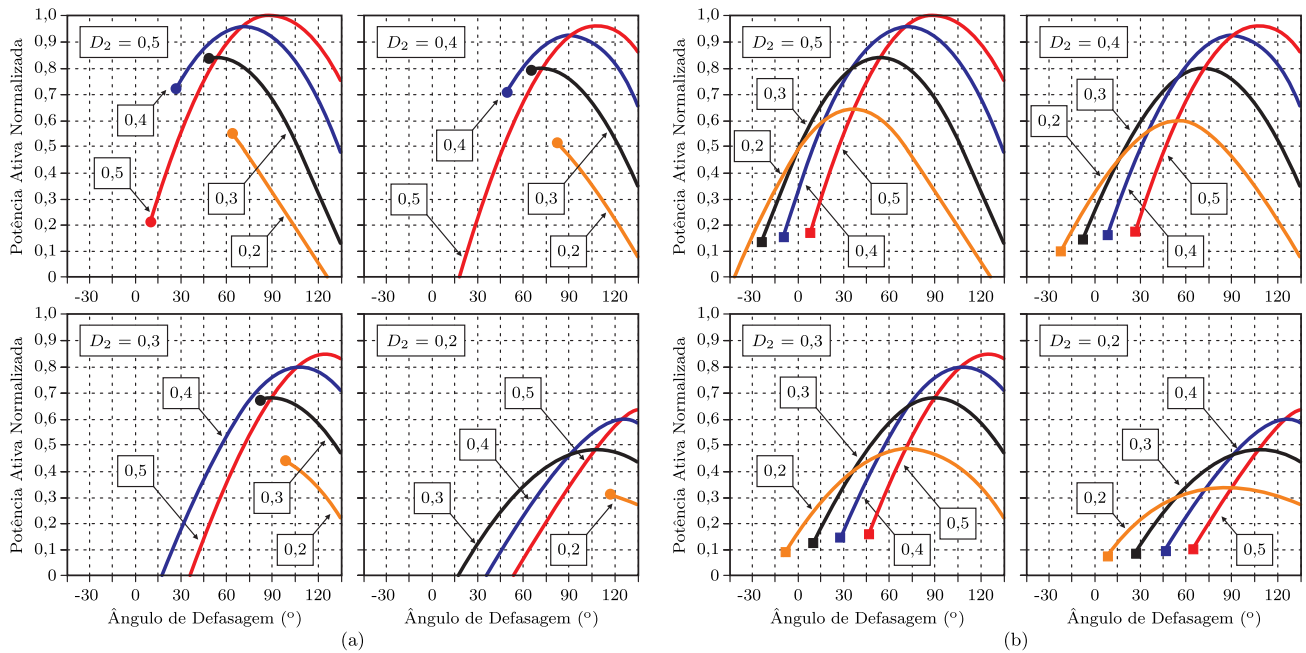


Fig. 8. Regiões de operação ZVS do (a) primário [$C = 17$ pF] e do (b) secundário [$C = 75$ pF] considerando a capacitância dos interruptores e o tempo morto entre as comutações. Relações considerando variações de ϕ (-45 a 135°), D_1 (0,2 a 0,5), D_2 (0,2 a 0,5), com $d = 1$ e $t_m = 200$ ns.

suave. De modo geral, o tempo mínimo deverá ser menor, ou igual, ao tempo morto máximo, de tal forma a garantir que haja tempo suficiente para que a tensão na capacitância chegue à zero e, ao mesmo tempo, não se inicie o processo de oscilação.

Por fim, a determinação da corrente mínima necessária para garantir o ZVS durante o tempo morto parte do mesmo princípio utilizado anteriormente, ou seja, iguala-se $v_C(t) = 0$ e isola-se a variável de interesse. Com isso, obtém-se o valor da corrente inicial mínima I_{min} para comutação suave, o qual será função do tempo morto de operação. Com isto,

$$I_{min}(t_m) = \frac{v_i \omega_o C}{\lambda \text{sen}(\lambda \omega_o t_m)} \left[1 + 2d \text{sen} \left(\frac{\lambda \omega_o t_m}{2} \right)^2 \right]. \quad (35)$$

Nesta representação, observa-se que quanto maior for o valor da capacitância intrínseca do interruptor, maior será a corrente inicial necessária para descarregar a mesma, considerando um mesmo tempo morto. Para uma corrente inicial fixa, o aumento da capacitância acarreta na necessidade de aumentar o tempo morto mínimo entre as comutações.

A corrente mínima I_{min} é então utilizada para estabelecer uma restrição para a modulação por múltiplas variáveis, onde obtém-se os pontos de operação nos quais a corrente no instante da comutação é inferior a I_{min} , caracterizando assim a perda da comutação suave. Considerando as variações de ϕ , D_1 e D_2 para diferentes pontos de operação, a Figura 8.a apresenta as regiões de ocorrência da comutação suave para os interruptores do primário. Para isso, adotou-se uma capacitância de $C = 17$ pF, equivalente ao MOSFET SiC modelo SCT2450KE (1200 V/10 A), e um tempo morto mínimo de 200 ns.

Conforme pode ser observado, existem pontos de operação de mesma potência, mas com características de comutação distintas. Para a potência ativa normalizada de 0,3, por exemplo, os pontos de operação com $\phi = -17^\circ \wedge D_1 = 0,2 \wedge$

$D_2 = 0,5$ ou com $\phi = 93^\circ \wedge D_1 = 0,2 \wedge D_2 = 0,5$ podem ser utilizados. No entanto, no primeiro ponto o conversor estará fora de uma região de comutação suave do primário, o que resulta em um aumento nas perdas de comutação.

A determinação dos limites da comutação suave para o secundário é baseada nas mesmas análises realizadas anteriormente. Entretanto, para isso as variáveis de interesse são refletidas para o secundário [24]. Nesta análise, considera-se a mesma transição observada no primário, ou seja, o instante de tempo equivalente entre o bloqueio do interruptor S_{53} e o acionamento de S_{51} . Para o secundário, a presença das capacitâncias representa também uma redução na faixa de operação suave do conversor, o que pode ser visualizado na Figura 8.b, na qual considerou-se uma capacitância de $C = 75$ pF, equivalente ao MOSFET SiC modelo UJC06505K (650 V/23 A) e um tempo morto de 200 ns.

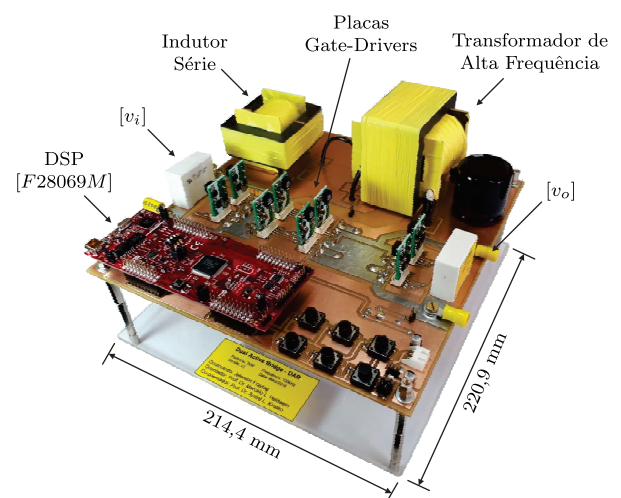


Fig. 9. Fotografia do protótipo do conversor DAB desenvolvido para validação experimental.

Existem trabalhos que citam que o conversor DAB apresenta comutação suave em toda faixa de operação com $D_1 = D_2 = 0,5$. Entretanto, quando considera-se a influência das capacitâncias intrínsecas nesta análise, observa-se que há um ângulo de defasagem mínimo para garantir a comutação suave. Desta forma, conclui-se que as capacitâncias intrínsecas associadas aos interruptores inserem no sistema um estreitamento da região de operação suave, sendo que, quanto maior o valor da capacitância, menor será a região com ZVS. Cabe salientar que o conjunto de análises apresentadas assume que os valores das capacitâncias são constantes. Contudo, estas podem sofrer mudanças em virtude da variação de tensão sobre as mesmas. Desta forma, os pontos de fronteira poderão, na prática, sofrer pequenas modificações. Sugere-se que uma capacitância equivalente retirada das folhas de dados dos componentes seja utilizada.

IV. VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

Um protótipo de conversor DAB, apresentado na Figura 9, foi desenvolvido para validar as análises teóricas da modulação por múltiplas variáveis. As principais especificações da topologia são listadas na Tabela II.

O impacto da escolha do ponto de operação no transformador pode ser analisado a partir do comportamento da tensão do primário v_P , da tensão do secundário v_S e da corrente do primário i_P . A Figura 10.a apresenta estas grandezas para dois pontos distintos de operação, sendo estes: (I) $\phi = 13^\circ \wedge D_1 = 0,4 \wedge D_2 = 0,4$; e (II) $\phi = 35^\circ \wedge D_1 = 0,4 \wedge D_2 = 0,3$. Em ambos, a potência ativa do conversor é de aproximadamente 800 W. Contudo, se verifica uma diferença de aproximadamente 28% na potência aparente total entre os mesmos.

A Figura 10.b apresenta a mesma análise para potência ativa de 1200 W, na qual os seguintes pontos de operação são considerados: (I) $\phi = 29^\circ \wedge D_1 = 0,3 \wedge D_2 = 0,3$; e (II) $\phi = 23^\circ \wedge D_1 = 0,2 \wedge D_2 = 0,3$. Nestas relações, observa-se uma diferença de aproximadamente 8% na potência aparente total. O comportamento do conversor na potência ativa de 1600 W é representado na Figura 10.c, sendo os seguintes pontos de operação analisados: (I) $\phi = 27^\circ \wedge D_1 = 0,4 \wedge D_2 = 0,4$; e (II) $\phi = 46^\circ \wedge D_1 = 0,2 \wedge D_2 = 0,3$. Nestes, uma variação de aproximadamente 20% na potência aparente total é observada.

Considerando uma determinada potência ativa, o tamanho dos elementos magnéticos pode ser reduzido a partir da escolha do ponto de operação adequado. A Tabela III apresenta a variação de volume entre os pontos de operação analisados. Observa-se, por exemplo, que na potência de 800 W há uma variação de volume do transformador de aproximadamente 35% ($11,3 \text{ cm}^3 - 17,6 \text{ cm}^3$) e cerca de 24% para 1600 W ($17,6 \text{ cm}^3 - 23,3 \text{ cm}^3$). Entretanto, na potência ativa de 1200 W os pontos de operação avaliados apresentam o mesmo volume ($17,6 \text{ cm}^3$), o que se deve à pequena diferença entre os ângulos de defasagem entre si. Em geral, a variação de volume dos elementos magnéticos pode representar um importante fator no projeto do conversor para aplicações de exijam tamanho físico e custo reduzido.

As perdas no cobre do transformador podem ser avaliadas através dos valores eficazes das correntes, descritos na Tabela III. Observa-se que os menores valores de corrente em

TABELA II
Principais Especificações de Projeto do Conversor DAB

Descrição	Simbologia	Valor
Tensão de Entrada	v_i	800 V
Tensão de Saída	v_o	400 V
Frequência de Comutação	f_S	100 kHz
Indutância Série	L_D	220 μH
Espiras do Primário	N_P	16
Espiras do Secundário	N_S	8

TABELA III
Resultados Experimentais para 800 W, 1200 W e 1600 W

P_o	ϕ	D_1	D_2	Volume	$i_{P[rms]}$	S_T	ΔS_T	$\Delta Vol.$
800 W	13°	0,4	0,4	11,3 cm ³	1,3 A	1,64 kVA	28%	35%
	35°	0,4	0,3	17,6 cm ³	1,5 A	2,30 kVA		
1200 W	29°	0,3	0,3	17,6 cm ³	2,1 A	2,55 kVA	8%	0%
	23°	0,2	0,3	17,6 cm ³	2,8 A	2,76 kVA		
1600 W	27°	0,4	0,4	17,6 cm ³	2,6 A	3,59 kVA	20%	24%
	46°	0,2	0,3	23,3 cm ³	4,1 A	4,47 kVA		

cada nível de potência são obtidas para os pontos de operação com $D_1 \approx D_2$ resultando, conseqüentemente, nos menores valores de potência aparente total. Este comportamento está de acordo com as análises teóricas descritas anteriormente.

A Figura 11 ilustra os impactos da escolha do ponto de operação do conversor na comutação suave dos interruptores. A comutação suave no primário pode ser analisada considerando a operação do interruptor S_{P1} , o que caracteriza a transição positiva (região hachurada) do sinal de tensão v_P . Neste instante, caso a corrente do primário i_P seja negativa e suficiente para realizar o processo completo de descarga, tem-se a comutação suave no primário do conversor. A mesma análise é válida para os interruptores do secundário, onde observa-se a transição positiva do sinal de tensão v_S , sendo que neste instante a corrente deverá ser positiva. No ponto de operação com (a) $\phi = 34^\circ \wedge D_1 = 0,4 \wedge D_2 = 0,3$, observa-se que tanto no primário quanto no secundário existe a característica de comutação suave nos interruptores. Entretanto, nos pontos de operação com (b) $\phi = 11^\circ \wedge D_1 = 0,2 \wedge D_2 = 0,3$ e com (c) $\phi = 19^\circ \wedge D_1 = 0,3 \wedge D_2 = 0,3$, é possível verificar a perda do ZVS nos interruptores do primário. Os três pontos de operação analisados, apesar de apresentarem características distintas, estão associados a um processamento de potência equivalente a 800 W. Contudo, os pontos (b) e (c) resultaram na operação do conversor fora da região de comutação suave do primário. Este comportamento corrobora com as regiões delimitadas anteriormente na Figura 8.

Observa-se que a escolha adequada das variáveis de modulação representa impactos diretos na minimização do volume e das perdas no cobre dos elementos magnéticos. Além disso, tais variáveis são capazes de definir a operação do conversor dentro ou fora de uma região de comutação suave. Desta forma, tem-se ferramentas que poderão auxiliar o projetista a estabelecer o melhor ponto de operação desejado para uma dada aplicação do conversor.

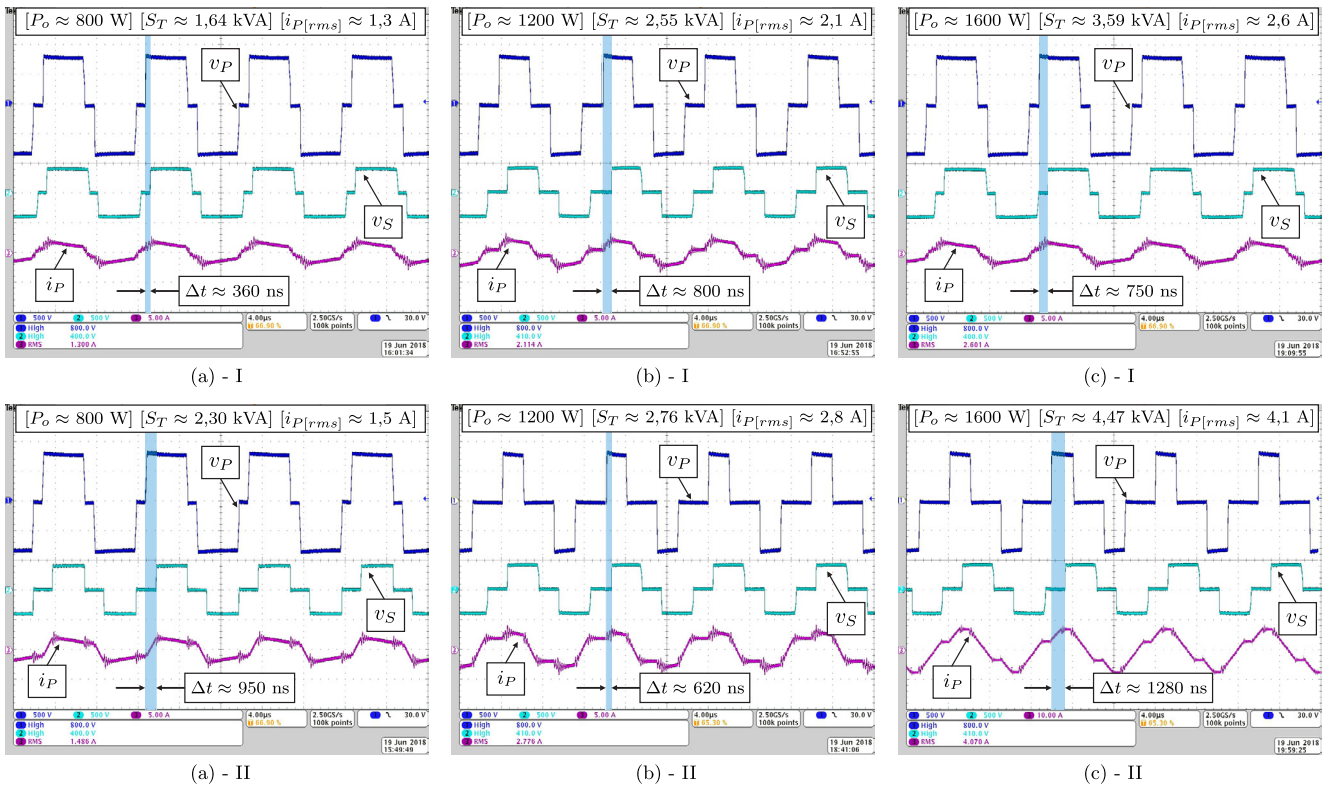


Fig. 10. Resposta experimental da tensão do primário (Ch1 – 500 V/div.), tensão do secundário (Ch2 – 500 V/div.) e da corrente do primário (Ch3 – 5 A/div. e 10 A/div.) para diferentes pontos de operação na modulação por múltiplas variável. Base de tempo: 4 μ s/div.

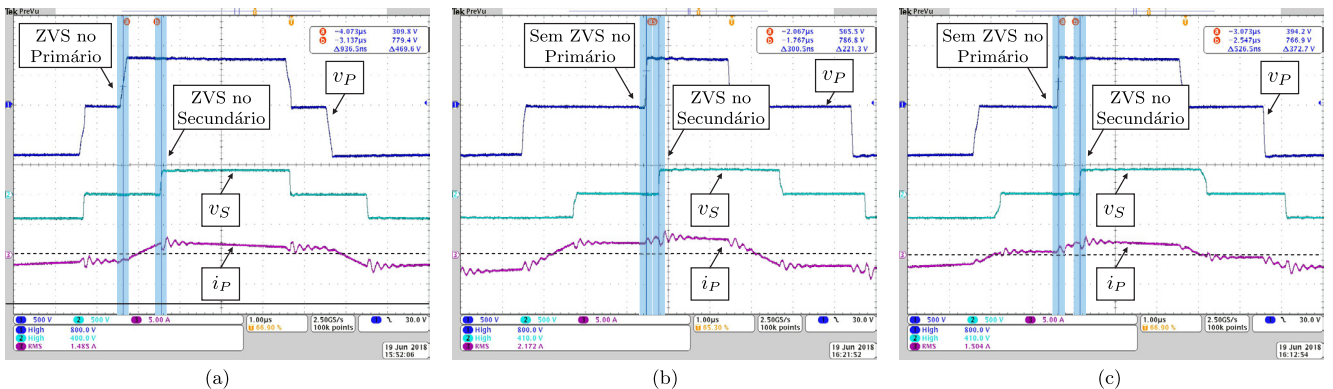


Fig. 11. Característica de comutação para os pontos de operação com (a) $\phi = 34^\circ \wedge D_1 = 0,4 \wedge D_2 = 0,3$; (b) $\phi = 11^\circ \wedge D_1 = 0,2 \wedge D_2 = 0,3$; e (c) $\phi = 19^\circ \wedge D_1 = 0,3 \wedge D_2 = 0,3$. Tensão do primário v_P (Ch1 - 500 V/div.), tensão do secundário v_S (Ch2 - 500 V/div.) e corrente do primário i_P (Ch3 - 5 A/div.). Tempo: 1 μ s/div.

V. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma contribuição para a análise do conversor DAB aplicando a modulação por múltiplas variáveis. Nesse tipo de modulação, além do ângulo de defasagem, as razões-cíclicas da tensão do primário e do secundário do transformador também são modificadas, possibilitando assim uma ampla gama de possibilidades de operação. Essas variáveis de controle extras conferem particularidades ao funcionamento do conversor, o qual passou a ser representado através de seis situações de operação distintas. A partir da resposta da potência ativa e da potência aparente total para cada situação, observou-se que é possível minimizar a potência aparente para diferentes faixas de potência ativa do sistema. Em geral, pode-se afirmar que a

menor potência aparente total é obtida com $D_1 = D_2$.

Um protótipo do conversor DAB foi desenvolvido e ensaiado nas potências de 800 W, 1200 W e 1600 W, de tal forma a analisar os impactos no volume e nas perdas no cobre do transformador, bem como nas fronteiras de comutação suave para diferentes pontos de operação. Em 800 W, por exemplo, foram avaliados os pontos (I) $\phi = 13^\circ \wedge D_1 = 0,4 \wedge D_2 = 0,4$ e (II) $\phi = 35^\circ \wedge D_1 = 0,4 \wedge D_2 = 0,3$, sendo que verificou-se entre ambos uma diferença de 28% na potência aparente total e cerca de 35% no volume do transformador. Uma diferença de 8% na potência aparente total foi alcançada para potência ativa de 1200 W. Entretanto, para os pontos de operação analisados nesta potência não houve diferença no volume do transformador devido à proximidade dos ângulos de defasagem considerados (23° e 29°). Por fim, na potência

ativa de 1600 W, obteve-se uma diferença de 20% da potência aparente total e uma diferença de aproximadamente 24% no volume do transformador. Em relação às perdas no cobre, estas seguem a mesma tendência da potência aparente total, visto que ambas são dependentes da corrente eficaz através do transformador. Desta forma, nota-se que a escolha correta do ponto de operação pode representar significativas reduções na potência aparente total do conversor e, conseqüentemente, resultar na minimização do volume e das perdas no cobre associadas aos elementos magnéticos.

A partir da consideração das capacitâncias intrínsecas presentes nos interruptores do conversor, estabeleceu-se uma metodologia capaz de definir as regiões de operação com comutação suave, tanto do primário quanto do secundário. Observou-se que, para uma mesma potência ativa, podem haver pontos de operação fora da região de comutação suave dos interruptores. Os pontos de operação analisados foram consistentes com as análises teóricas descritas.

Assim, a partir dos resultados matemáticos e experimentais apresentados, o projetista pode aplicar a modulação por múltiplas variáveis como ferramenta para melhoria do projeto do conversor, visando uma operação com potência aparente total reduzida e mantendo a comutação suave nos interruptores da topologia.

REFERÊNCIAS

- [1] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, M. H. Kheraluwala, "A Three-Phase Soft-Switched High-Power-Density DC/DC Converter for High-Power Applications", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, Jan 1991, doi:10.1109/28.67533.
- [2] 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", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 6, pp. 1294–1301, Nov 1992, doi:10.1109/28.175280.
- [3] U. Khalid, M. M. Khan, Z. Xiang, Y. Jianyang, "Bidirectional Modular Dual Active Bridge (DAB) Converter Using Multi-Limb-Core Transformer with Symmetrical LC Series Resonant Tank Based on Cascaded Converters in Solid State Transformer (SST)", *2017 China International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*, pp. 627–632, Oct 2017, doi:10.1109/CIEEC.2017.8388521.
- [4] C. Shuyu, V. B. Sriram, H. D. Tafti, K. V. R. Kishore, Y. H. Li, A. Tripathi, J. Pou, "Modular DAB DC-DC Converter Low Voltage Side DC Link Capacitor Two-Stage Charging-Up Control for Solid State Transformer Application", *2017 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT)*, pp. 1–7, Oct 2017, doi: 10.1109/ACEPT.2017.8168624.
- [5] R. Mirzahosseini, F. Tahami, "A Lifetime Improved Single Phase Grid Connected Photovoltaic Inverter", *2012 3rd Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC)*, pp. 234–238, Feb 2012, doi: 10.1109/PEDSTC.2012.6183332.
- [6] M. A. Moonem, H. Krishnaswami, "Analysis and Control of Multi-Level Dual Active Bridge DC-DC Converter", *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1556–1561, Sept 2012, doi:10.1109/ECCE.2012.6342628.
- [7] H. Zhou, A. M. Khambadkone, "Hybrid Modulation for Dual-Active-Bridge Bidirectional Converter With Extended Power Range for Ultracapacitor Application", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 4, pp. 1434–1442, July 2009, doi:10.1109/TIA.2009.2023493.
- [8] F. Krismer, J. Biela, J. W. Kolar, "A Comparative Evaluation of Isolated Bi-Directional DC/DC Converters with Wide Input and Output Voltage Range", *Fourtieth IAS Annual Meeting Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005*, vol. 1, pp. 599–606 Vol. 1, Oct 2005, doi: 10.1109/IAS.2005.1518368.
- [9] T. Ngo, J. Won, K. Nam, "A Single-Phase Bidirectional Dual Active Half-Bridge Converter", *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1127–1133, Feb 2012, doi:10.1109/APEC.2012.6165960.
- [10] M. Steiner, H. Reinold, "Medium Frequency Topology in Railway Applications", *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, Sept 2007, doi:10.1109/EPE.2007.4417570.
- [11] F. Krismer, J. W. Kolar, "Accurate Power Loss Model Derivation of a High-Current Dual Active Bridge Converter for an Automotive Application", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 3, pp. 881–891, March 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2025284.
- [12] R. W. DeDoncker, M. H. Kheraluwala, D. M. Divan, "Power Conversion Apparatus for DC/DC Conversion using Dual-Active-Bridges", *Assignee: Wisconsin Alumni Research Foundation*, Patent number: 5.027.264, Date of Patent: Jun 25, 1991.
- [13] I. Urquhart, J. Greenough, X. Liu, "Isolated bidirectional dual-active-bridge dc-dc converter with dual-phase shift control", *Assignee: Nissan Motor Manufacturing UK Ltd*, Patent number: EP3079250A1, Date of Patent: Dec 10, 2016.
- [14] B. Pierquet, M. Ozbek, A. D. Baglino, "Energy storage system with dual-active-bridge converter", *Assignee: Tesla Motors, Inc (Palo Alto, CA)*, Patent number: 10277029, Date of Patent: Apr 30, 2019.
- [15] S. Inoue, H. Akagi, "A Bi-Directional Isolated DC/DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System", *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1–7, June 2006, doi:10.1109/pesc.2006.1711782.
- [16] R. T. Naayagi, A. J. Forsyth, R. Shuttleworth, "Performance Analysis of Extended Phase-Shift Control of DAB DC-DC Converter for Aerospace Energy Storage System", *2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 514–517, June 2015, doi: 10.1109/PEDS.2015.7203567.

- [17] P. Liu, C. Chen, S. Duan, W. Zhu, “Dual Phase Shifted Modulation Strategy for the Three Level Dual Active Bridge DC DC Converter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 7819–7830, Oct 2017, doi:10.1109/TIE.2017.2696488.
- [18] F. Krismer, J. W. Kolar, “Closed Form Solution for Minimum Conduction Loss Modulation of DAB Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 174–188, Jan 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2157976.
- [19] F. Bandeira da Silva, E. Facanha de Oliveira, T. R. Fernandes Neto, P. Zacharias, “Design Optimization of a Three-Phase Bidirectional Dual Active Bridge DC/DC Converter”, *PCIM Europe 2018; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, pp. 1–8, June 2018.
- [20] K. D. Hoang, J. Wang, “Design Optimization of High Frequency Transformer for Dual Active Bridge DC-DC Converter”, *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, pp. 2311–2317, Sep. 2012, doi:10.1109/ICEIMach.2012.6350205.
- [21] A. K. Jain, R. Ayyanar, “PWM Control of Dual Active Bridge: Comprehensive Analysis and Experimental Verification”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1215–1227, April 2011, doi:10.1109/TPEL.2010.2070519.
- [22] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, “Efficiency Characterization and Optimization of Isolated Bidirectional DC–DC Converter Based on Dual-Phase-Shift Control for DC Distribution Application”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 1711–1727, April 2013, doi:10.1109/TPEL.2012.2210563.
- [23] J. Fraytag, A. L. Kirsten, M. L. Heldwein, “Impact Analysis of a Multi-Variables Modulation on the Transformer of the Dual-Active-Bridge Converter”, *IET Power Electronics*, Jan 2020, doi:10.1049/iet-pel.2019.0963.
- [24] A. Kirsten, F. Carlotto, T. Oliveira, J. Roncalio, M. Dalla Costa, “Phase-shift Design Methodology For The Dab Converter”, *Eletrônica de Potência*, vol. 19, pp. 231–240, Aug 2014, doi: 10.18618/REP.2014.3.231240.
- [25] W. T. McLyman, *Transformer and Inductor Handbook*, 3 ed., New York: Marcel Dekker, 1976.
- [26] J. . Vandellac, P. D. Ziogas, “A Novel Approach for Minimizing High-Frequency Transformer Copper Losses”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 3, pp. 266–277, July 1988, doi: 10.1109/63.17944.
- [27] W. A. Roshen, R. L. Steigerwald, R. Charles, W. Earls, G. Claydon, C. F. Saj, “High Efficiency, High Density MHz Magnetic Components for a Low Profile Converter”, *[Proceedings] APEC '92 Seventh Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 674–683, Feb 1992, doi: 10.1109/APEC.1992.228347.
- [28] P. Meyer, Y. Perriard, “Skin and Proximity Effects for Coreless Transformers”, *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1–5, Aug 2011, doi:10.1109/ICEMS.2011.6073351.
- [29] A. Roßkopf, E. Bär, C. Joffe, “Influence of Inner Skin- and Proximity Effects on Conduction in Litz Wires”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5454–5461, Oct 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2293847.
- [30] R. M. F. Neto, E. G. Marra, F. L. Tofoli, L. C. de Freitas, “A Soft Switching Half-bridge Doubler Boost Converter Operating With Unity Power Factor”, *Brazilian Journal of Power Electronics (SOBRAEP)*, vol. 10, no. 1, pp. 77–85, Jun 2005, doi: 10.18618/REP.2005.1.077085.

DADOS BIOGRÁFICOS

Jeferson Fraytag, nascido em 02/04/1990 em Coronel-Bicaco (RS), possui formação acadêmica em Engenharia Elétrica (2014) e Mestrado (2015) na área de Eletrônica de Potência pela Universidade Federal de Santa Maria. De 2009 a 2015 atuou no Grupo GEDRE/UFSM, e desde 2014 é membro colaborador do Grupo GSEC/CTISM. Atualmente é Doutorando do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, e Professor EBTT do Instituto Federal de Santa Catarina.

André Luís Kirsten, nascido em 25/03/1986 em Santa Maria (RS), é Engenheiro Eletricista formado pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) em 2009. Possui mestrado (2011) e doutorado (2014) em Engenharia Elétrica pelo programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica (CAPES 6) da UFSM. De 2014 a 2016 foi Professor Adjunto e Coordenador do Curso de Engenharia Elétrica da UFSM. Desde 2016 é Professor Adjunto do departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da Universidade Federal de Santa Catarina e pesquisador do Instituto de Eletrônica de Potência atuando nos seguintes temas: Microcontroladores, controle digital, sistemas de iluminação, projeto de conversores e transformadores de estado sólido.

Marcelo Lobo Heldwein, nascido em 12/08/1974 em Chapecó (SC), possui graduação (1997) e mestrado (1999) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) e doutorado (2007) pelo Swiss Federal Institute of Technology (ETH Zurich). Atualmente é professor associado no Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da UFSC. De 1999 a 2001 atuou como engenheiro no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), Florianópolis. De 2001 a 2003 foi engenheiro de P&D da Informat, trabalhando junto à Emerson Network Power. Tem experiência na área de Eletrônica Industrial, atuando principalmente nos seguintes temas: fontes de alimentação, EMC, conversores trifásicos, conversores multiníveis, correção do fator de potência, modelagem e controle de conversores estáticos e sistemas de conversores estáticos distribuídos. É Senior Member do Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) e membro da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP). É editor associado do periódico IET Journal of Engineering e membro do conselho consultivo do PCIM Europe.