

METODOLOGIA DE PROJETO DO ÂNGULO DE DEFASAGEM NOMINAL PARA O CONVERSOR DAB

André Luís Kirsten*, Filipe Gabriel Carloto, Theyllor Hentschke de Oliveira, João Gilberto Pinheiro

Roncalio, Marco Antônio Dalla Costa

GEDRE, Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)

Santa Maria – RS, *Campus de Cachoeira do Sul – RS

e-mail: andre@gedre.ufsm.br

Resumo – O conversor *dual active bridge* (DAB) apresenta características desejáveis para diversas aplicações, como: comutação suave em todos os interruptores, característica elevadora e abaixadora de tensão, estrutura simples, fluxo bidirecional de energia e elevada eficiência. A modulação por deslocamento de fase é a mais utilizada para este conversor devido sua simplicidade. Para esta modulação, o conversor apresenta comutação suave em uma ampla faixa de operação. Entretanto, a potência não ativa necessária para isso reduz a eficiência do conversor, principalmente em condições de potência nominal. Este artigo tem como objetivo apresentar uma metodologia de projeto que utiliza a relação entre a potência não ativa e a ativa do conversor DAB como um fator de desempenho, e visa demonstrar como a definição do ângulo de defasagem nominal influencia na operação do conversor. Resultados experimentais são apresentados de modo a comprovar as análises discutidas ao longo do artigo.

Palavras-Chave – Comutação Suave, Conversores CC-CC, Conversor DAB, Elevada Densidade de Potência.

PHASE-SHIFT DESIGN METHODOLOGY FOR THE DAB CONVERTER

Abstract – The dual active bridge converter presents desired characteristics for several applications, such as: soft-switching, step-up and step-down operation, bidirectional power flow, simple structure and high efficiency. The phase-shift is the most used modulation for this topology due its simplicity. This modulation results in soft-switching for a wide operation range, however it demands a high reactive power circulation that decreases the efficiency, especially in nominal power. This paper proposes a generalized analysis, which relates the non-active and the active power as a new performance parameter, and aims to show how the design parameters influence in the main performance factors considering the whole power range. Experimental results that verify the analysis are shown in the end of the paper.

Keywords – DC-DC Converters, Dual Active Bridge Converter, High Power Density, Soft-Switching.

¹Artigo Submetido para publicação em 31/03/2014. Primeira revisão em 05/05/2014 e segunda revisão 20/06/2014. Aceito para publicação em 25/07/2014 por recomendação do Editor Henrique A. C. Braga.

I. INTRODUÇÃO

O conversor DAB foi explorado inicialmente em [1], [2], na classe de conversor CC-CC de alta densidade de potência para aplicações aeroespaciais. Este conversor é considerado a principal topologia CC-CC, bidirecional e isolada com transformador de alta frequência, para aplicações de elevada potência, em sistemas conectados à rede elétrica [3], [4].

Além da aplicação aeroespacial [1], [5]–[7], o conversor é utilizado em aplicações de sistemas fotovoltaicos [8]–[10], supercapacitores [11], interface com baterias [12]–[14], tração elétrica [15], [16], células de combustível [17] e automobilística [18]. O conversor DAB também tem sido utilizado como conversor AC-DC [19], [20]. Uma ampla revisão bibliográfica sobre o conversor DAB é encontrada em [21].

Este conversor é muito utilizado em aplicações de alta potência e elevada densidade de potência [22], pois apresenta comutação suave (*ZVS, Zero Voltage Switching*) em todos os interruptores (oito), para uma ampla faixa de operação.

Além disso, por apresentar duas pontes ativas de interruptores, o conversor possui a característica bidirecional de potência, a qual é requisitada em muitas aplicações.

A modulação por deslocamento angular (SPS, *Single Phase-Shift*) é a mais simples e mais utilizada modulação para o conversor DAB [23], [24]. Entretanto, na condição de operação com reduzidas cargas, a comutação suave é perdida, resultando em um aumento significativo das perdas do conversor.

Diversos trabalhos modelam as perdas do conversor DAB [14], [18], [25]–[28], mas estes focam somente nas perdas em condições nominais ou na estimativa de perdas após a construção do conversor.

Este trabalho, diferentemente dos apresentados na literatura [29], propõe um novo fator de desempenho para o conversor DAB, através da relação entre a potência não ativa e ativa, para qualquer potência de operação. Esta análise permite ao projetista ter o conhecimento do comportamento quanto às perdas por condução do conversor para todos os pontos de operação.

Um dos mais importantes parâmetros de projeto do conversor DAB é o ângulo de defasagem nominal de operação. A análise proposta neste trabalho mostra como a escolha deste ângulo tem significativa importância no desempenho do conversor, pois a partir deste é possível prever o ponto de melhor eficiência, assim como o ponto de perda de ZVS. Não foram encontrados na literatura científica trabalhos que apresentem a influência, de forma quantitativa, do ângulo nominal no desempenho do conversor DAB.

Este artigo visa, portanto, apresentar uma metodologia de projeto onde a escolha do ângulo nominal de operação seja otimizada para cada aplicação e não simplesmente uma escolha empírica.

O artigo está organizado da seguinte forma: detalhes do conversor DAB e da modulação SPS são apresentados na seção II. A seção III analisa os pontos de perda de ZVS. A potência não ativa nominal em função da escolha do ângulo nominal de operação é mostrada na seção IV. O novo parâmetro de desempenho, que é válido para toda faixa de operação do conversor DAB, é proposto na seção V. Uma discussão acerca da metodologia de escolha dos parâmetros de projeto é realizada na seção VI. Resultados experimentais que comprovam as análises apresentadas são mostrados na seção VII. Por fim, a seção VIII conclui o artigo.

II. CONVERTOR DAB

A estrutura convencional do conversor DAB consiste em duas pontes completas de semicondutores ativos, separadas por um transformador de alta frequência e um indutor (L_d), conforme é mostrado na Figura 1. Podendo o indutor ser considerado como a própria indutância de dispersão do transformador. Entretanto, o valor desta indutância possui grande importância na operação do conversor e, por isso, normalmente é utilizado um indutor externo [2].

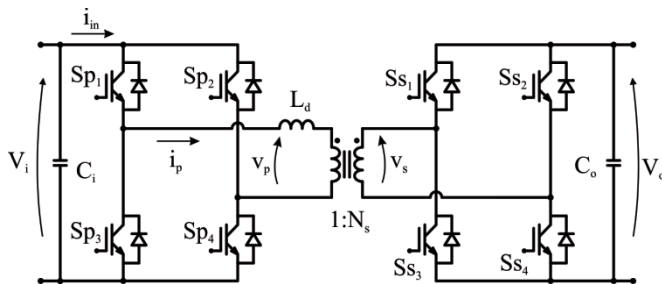


Fig. 1. Topologia do conversor DAB.

A. Modulação SPS

As principais formas de onda de tensão e corrente, assim como os sinais de comando dos interruptores para a operação com modulação SPS, são apresentados na Figura 2.

Na operação com modulação SPS todos os sinais de comando possuem razão cíclica fixa em 0,5. Os interruptores em um mesmo braço possuem sinais complementares com tempo morto para garantir a operação com ZVS e evitar o curto-circuito de braço.

Esta modulação também é chamada de dois níveis, pois a tensão no transformador apresenta somente valores positivos ou negativos (Figura 2). Diversos autores utilizam modulações modificadas de três níveis, onde além do ângulo de defasagem também utilizam a variação da razão cíclica no lado primário e/ou secundário [7], [16], [24], [29]–[35].

As modulações modificadas evitam a perda de comutação suave em ampla ou, teoricamente, toda faixa de operação e reduzem a energia reativa circulante. Entretanto, estes métodos apresentam grande complexidade e requerem grande poder de processamento para a correta operação.

A quantidade de processamento pode ser um fator determinante para a escolha da modulação em algumas

aplicações. Mesmo em aplicações de alto desempenho, o dispositivo lógico responsável pelo controle do conversor DAB desempenha outras funções, como: comunicação, leis de controle, monitoramento e etc. Ou seja, a utilização de algoritmos complexos, que necessitem de atualização das variáveis e amostragem em alta frequência pode tornar inviável a utilização da modulação de três níveis. Assim, somente a modulação de dois níveis foi considerada neste trabalho.

O princípio de operação da transferência de potência pela modulação SPS ocorre pela defasagem angular (ϕ) entre os sinais de comando das pontes ativas do primário e secundário, conforme é mostrado na Figura 2.

A função da potência de saída do conversor DAB [1], [2] para a modulação SPS é dada por:

$$P_o(\phi, \phi_N, d) = \frac{V_i^2 d \phi}{\omega L_d(\phi_N)} \left(\frac{\pi - |\phi|}{\pi} \right). \quad (1)$$

Onde, V_i é a tensão de entrada, L_d a indutância de dispersão, d a relação de transformação do conversor DAB dada em (2), ϕ_N o ângulo de defasagem em potência nominal e ω a frequência angular de comutação dada em (3).

$$d = \frac{V_o}{N_s V_i} \quad (2)$$

$$\omega = 2\pi f_s \quad (3)$$

Sendo, N_s a relação de espiras do transformador, V_o a tensão de saída e f_s a frequência de comutação.

A equação (1) é válida tanto para a operação com potência direta ($\phi > 0$), quanto para a operação com potência reversa ($\phi < 0$).

O ângulo ϕ varia de $+90^\circ$ para a máxima potência direta e -90° para a máxima potência reversa, ou seja, por apresentar a característica bidirecional, caso o comando da ponte do secundário estiver adiantada em relação ao comando do primário, haverá transferência de potência do secundário para o primário.

O conversor opera de forma simétrica para a potência direta e reversa, portanto algumas análises realizadas neste artigo fazem referência somente à transmissão de potência na forma direta, mas podem ser aplicadas para a forma reversa de forma análoga.

III. DEFINIÇÃO DOS LIMITES DE OPERAÇÃO COM COMUTAÇÃO SUAVE

As áreas sombreadas nas correntes de entrada (i_m) e da indutância de dispersão (i_p) (Figura 2) mostram a corrente negativa da fonte de entrada. A parte negativa da corrente é necessária para garantir a operação em ZVS. Entretanto, quanto maior a parcela negativa de corrente, maior será a energia reativa circulante, o que acarreta no aumento das perdas por condução e, consequentemente, na diminuição de eficiência do conversor.

A corrente da indutância de dispersão (i_p) apresenta dois pontos distintos, I_x e I_y , mostrados na Figura 2, os quais são utilizados para definir os limites de operação em ZVS [1].

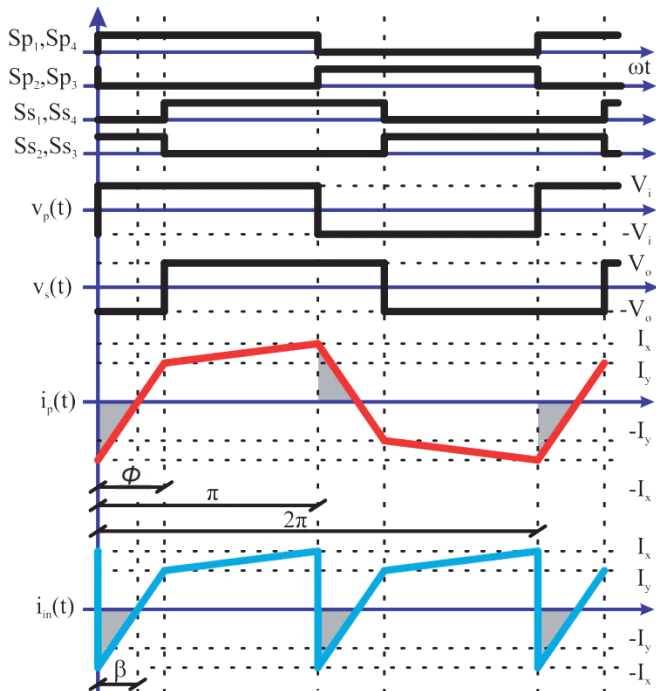


Fig. 2. Sinais de comando e formas de onda de tensão e corrente para o conversor DAB operando com modulação SPS.

Os valores de corrente I_x e I_y , dados em (4) e (5), dependem da escolha do ângulo nominal (ϕ_N), do ângulo de operação em um determinado instante (ϕ) e da relação de transformação do conversor DAB (d).

$$I_x(\phi, \phi_N, d) = \frac{V_i}{\omega L_d(\phi_N)} \frac{[2\phi d - \pi(d-1)]}{2} \quad (4)$$

$$I_y(\phi, \phi_N, d) = \frac{V_i}{\omega L_d(\phi_N)} \frac{[2\phi + \pi(d-1)]}{2} \quad (5)$$

Caso a relação d seja unitária, os valores de corrente de I_x e I_y , serão iguais. Se $d > 1$, I_y será maior que I_x , e se $d < 1$, então I_y será menor que I_x [36].

A operação em ZVS ocorre quando os níveis de corrente I_x e I_y forem maiores que zero [2]. Isolando a variável d de (4) e (5) e substituindo a mesma em (1), obtêm-se as equações de potência que definem os limites de operação com ZVS, dadas por:

$$P1_{ZVS}(\phi, \phi_N) = \frac{V_i^2 \phi}{\omega L_d(\phi_N)} \left(\frac{\pi - |\phi|}{\pi - 2|\phi|} \right) \quad (6)$$

$$P2_{ZVS}(\phi, \phi_N) = \frac{V_i^2 \phi}{\omega L_d(\phi_N)} \left(\frac{\pi - |\phi|}{\pi} \right) \left(\frac{\pi - 2|\phi|}{\pi} \right) \quad (7)$$

As condições de operação em ZVS são as seguintes:

Se $\phi > 0$, então $P2_{ZVS}(\phi) < P_o(\phi) < P1_{ZVS}(\phi)$.

Se $\phi < 0$, então $P1_{ZVS}(\phi) < P_o(\phi) < P2_{ZVS}(\phi)$.

A Figura 3 mostra as curvas de potência de saída para diferentes valores de d , e para toda a faixa de operação, assim como os limites de operação em ZVS [1].

Caso o conversor opere acima das regiões de ZVS, os interruptores da ponte de entrada (S_{px}) irão perder a operação em ZVS. Se o conversor operar abaixo da região de ZVS os interruptores da ponte do secundário (S_{sx}) irão operar sem ZVS.

Observa-se pelo gráfico da Figura 3 que a faixa de operação próximo a 90° apresenta a maior região de operação

em ZVS, mesmo para uma ampla faixa de variação das tensões de entrada e/ou saída. Entretanto, como será visto posteriormente, nesta operação a potência não ativa de entrada é elevada, ocasionando maiores perdas por condução, tanto nos semicondutores quanto nos elementos magnéticos.

Esta conclusão é abordada na literatura [29], entretanto não há trabalhos que mostram de forma quantitativa como a potência não ativa se comporta com a variação de carga e dos parâmetros de projeto.

Os pontos de perda de operação em ZVS, representados pelos cruzamentos das curvas de potências e a área sombreada da Figura 3, são determinados por (8).

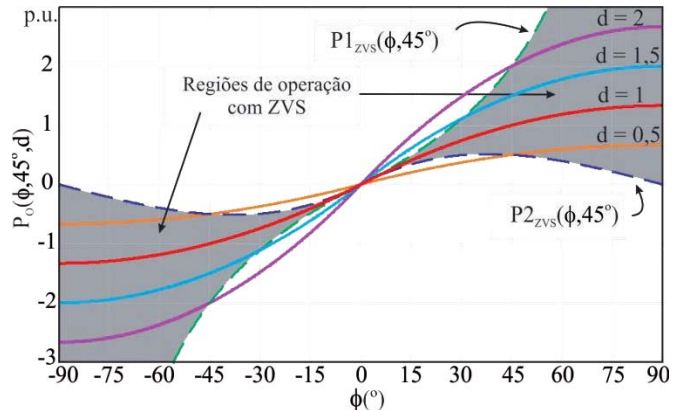


Fig. 3. Potência de saída com a variação do ângulo de operação e da relação de transformação, juntamente com os limites de ZVS.

Analisando a Figura 3 e (8), observa-se que quanto mais distante do valor unitário for a variável d , maior será o ângulo de perda de ZVS e, portanto, menor será a faixa de operação com comutação suave.

$$\begin{aligned} \phi_{ZVS1}(d) &= \frac{\pi(d-1)}{2d} \text{ se } d > 1 \\ \phi_{ZVS2}(d) &= \frac{\pi(1-d)}{2} \text{ se } d < 1 \end{aligned} \quad (8)$$

Logo, a escolha de projeto do parâmetro d como unitário é a mais conveniente [2], pois deste modo o conversor opera em ZVS para toda faixa de operação, de forma teórica. Entretanto, caso a tensão de entrada e/ou de saída apresentem variações do seu valor nominal, haverá mudanças na relação d e, conseqüentemente, poderá ocorrer a perda de ZVS. Além disso, variações paramétricas e as não idealidades dos componentes utilizados fazem com que ocorram pequenas mudanças no comportamento do circuito, e devido à estreita área limite de operação em ZVS para pequenos ângulos de operação (Figura 3), a perda de ZVS é inevitável.

Portanto, apesar da escolha de d unitário de projeto, o conversor irá operar com pequenas variações referentes à d , e isto provocará mudanças significativas no comportamento do sistema, que serão mostradas nas próximas seções.

As análises presentes neste artigo se concentram nas variações de d em torno do valor unitário, pois esta é a condição ideal de operação [1].

Nota-se, a partir de (8), que o ângulo de perda de ZVS é dependente somente da variável d . Ou seja, independe da escolha do ângulo nominal. Porém, o ângulo nominal de operação irá definir qual será a potência na qual o conversor irá perder a comutação suave.

Substituindo (8) em (1), obtêm-se as equações de potência em que ocorre a perda de ZVS, normalizadas em relação à potência ativa de saída, e em função de ϕ_N e d :

$$P_{ZVS}(\phi_N, d) = \frac{\pi^2(d^2 - 1)}{4d^2\phi_N(\pi - \phi_N)} \quad \text{se } d > 1$$

$$P_{ZVS}(\phi_N, d) = \frac{\pi^2(d^2 - 1)}{4\phi_N(\phi_N - \pi)} \quad \text{se } d < 1$$
(9)

Os resultados de (9) são plotados na Figura 4. Nota-se que para ângulos nominais entre 45° e 90° a diferença do ponto de perda de ZVS é muito pequena. Por exemplo, para a condição de $\phi_N = 45^\circ$ e $d = 1,05$, a perda de ZVS irá ocorrer com 12,4% da potência nominal, já com o mesmo valor de d e $\phi_N = 90^\circ$, a perda de ZVS ocorre em 9,3% da potência nominal. Ou seja, para uma variação de 100% na escolha do ângulo nominal, há uma variação de somente 3,1% na potência em que ocorre a perda de ZVS.

Portanto, há uma faixa de ângulos nominais em que a diferença na potência de perda de ZVS não é significativa. E, como será visto na próxima seção, o ângulo de defasagem nominal também tem grande influência na potência não ativa. Deste modo, estas duas questões (potência não ativa e potência de perda de ZVS) devem ser levadas em consideração para um projeto otimizado do conversor.

Esta análise também mostra o que já havia sido discutido, para valores de d mais distantes da unidade, maior será a potência em que o ZVS é perdido.

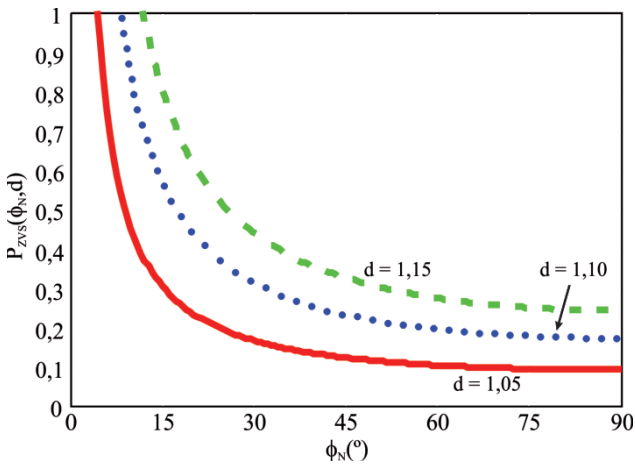


Fig. 4. Percentual da potência nominal em que ocorre a perda de ZVS para variações em ϕ_N e d .

IV. ANÁLISE GENERALIZADA DA POTÊNCIA NÃO ATIVA NA CONDIÇÃO DE POTÊNCIA NOMINAL

Um dos mais importantes parâmetros de projeto do conversor DAB é o ângulo nominal de operação (ϕ_N), pois a escolha deste parâmetro define o desempenho do conversor para toda faixa de operação. Esta seção irá mostrar a análise quantitativa da potência não ativa em condições nominais, de acordo com a escolha de ϕ_N e de pequenas variações em d .

A equação de transferência de potência (1) é utilizada para a definição da indutância de dispersão (L_d) resultando em (10). Para o projeto da indutância de dispersão utiliza-se o valor unitário para a variável d .

$$L_d(\phi_N) = \frac{V_i^2 d \phi_N \left(\frac{\pi - |\phi_N|}{\pi} \right)}{\omega P_o} \quad (10)$$

De modo a realizar a análise da potência não ativa de entrada, deve-se equacionar a corrente de entrada, mostrada na Figura 2. A corrente da indutância de dispersão é definida por (11). Nota-se que a partir da corrente do primário do transformador é possível chegar à equação da corrente de entrada. Esta é igual à corrente do primário (i_p) até a metade do período de comutação, e será o inverso de i_p na outra metade do período, ou seja, a corrente de entrada possui o dobro da frequência de comutação.

$$i_p(\omega t, \phi, \phi_N, d) = \begin{cases} -I_x(\phi, \phi_N, d) + \left[\frac{V_i(1+d)}{\omega L_d(\phi_N)} \right] \omega t & \text{se } 0 \leq \omega t < \phi \\ I_y(\phi, \phi_N, d) + \left[\frac{V_i(1-d)}{\omega L_d(\phi_N)} \right] (\omega t - \phi) & \text{se } \phi \leq \omega t < \pi \\ I_x(\phi, \phi_N, d) - \left[\frac{V_i(1+d)}{\omega L_d(\phi_N)} \right] (\omega t - \pi) & \text{se } \pi \leq \omega t < \pi + \phi \\ -I_y(\phi, \phi_N, d) - \left[\frac{V_i(1-d)}{\omega L_d(\phi_N)} \right] (\omega t - \pi - \phi) & \text{se } \pi + \phi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (11)$$

O cálculo da potência não ativa (N) baseou-se na ortogonalidade das correntes ativa e não ativa. Esta definição foi proposta por [37], e foi utilizada pelo grupo de trabalho do IEEE (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos), que realizou um estudo para definir as potências de sistemas que operam com formas de onda não-senoidais e desequilibrados [38]. Este estudo resultou na norma IEEE 1459-2010, a qual foi utilizada como referência para os cálculos de potência apresentados a seguir.

A potência ativa de entrada (P_i) é dada pela média do produto entre a tensão e corrente de entrada:

$$P_i(\phi, \phi_N, d) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_i i_{in}(\omega t, \phi, \phi_N, d) d\omega t \quad (12)$$

Já a potência aparente (S_i) é dada pelo produto entre os valores eficazes da corrente e tensão de entrada, conforme (13).

$$S_i(\phi, \phi_N, d) = V_i \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{in}(\omega t, \phi, \phi_N, d)^2 d\omega t} \quad (13)$$

A potência não ativa de entrada (N_i) é dada por (14).

$$N_i(\phi, \phi_N, d) = \sqrt{S_i(\phi, \phi_N, d)^2 - P_i(\phi, \phi_N, d)^2} \quad (14)$$

As potências definidas em (12)-(14) são funções do ângulo nominal de projeto (ϕ_N), do ângulo de operação (ϕ) e da relação de transformação do conversor DAB (d). Ou seja, para qualquer condição de operação é possível obter a potência não ativa.

Como a análise dessa seção tem por objetivo a definição da quantidade de potência não ativa na condição nominal variando o ângulo de defasagem nominal, portanto utiliza-se o ângulo ϕ igual a ϕ_N .

A Figura 5 mostra a potência não ativa nominal do conversor DAB, normalizada em relação à potência ativa, e em função da escolha do ângulo nominal e da variação de d . Nota-se que, caso a condição de d seja mantida unitária, a potência não ativa somente diminui com o decréscimo do

ângulo nominal. Entretanto, qualquer pequena variação em d (na figura em questão, d foi variado em -10% e $+10\%$), resulta em elevados valores de potência não ativa de entrada na operação nominal com pequenos ângulos de defasagem.

Nesta figura também estão mostradas as indicações dos pontos de perda de ZVS referente à (8). A curva da potência não ativa mostra que, a partir de uma estimativa de d , é possível projetar o conversor para ter a menor potência não ativa nominal através da derivada nula.

Entretanto, a próxima seção irá mostrar que, apesar da potência não ativa nominal ser menor para determinados ângulos de projeto, ao longo da curva de operação a potência não ativa se eleva com a diminuição da carga, principalmente para pequenos ângulos nominais de projeto.

A análise apresentada na Figura 5, mostra que a escolha de ângulos superiores a 75° resulta em potências não ativas superiores à potência ativa de entrada. Ou seja, o conversor irá operar com elevadas perdas por condução.

A seção anterior mostrou que a escolha do ângulo nominal interfere na potência que ocorre a perda de ZVS. Esta seção mostra que a escolha do ângulo nominal define a quantidade de potência não ativa que o conversor irá operar em potência nominal.

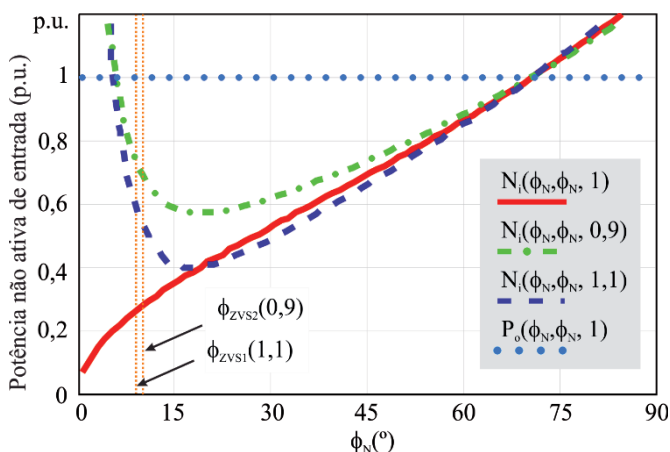


Fig. 5. Potência não ativa em função da escolha do ângulo nominal com variações em d .

V. ANÁLISE DA POTÊNCIA NÃO ATIVA DO CONVERSOR DAB COM VARIAÇÃO DE CARGA

Esta seção tem por objetivo apresentar uma nova proposta de parâmetro de desempenho e mostrar como este parâmetro se comporta para toda faixa de operação de carga.

A análise apresentada na seção anterior é generalizada, pois pode ser utilizada tanto para a análise em condições nominais, quanto para variações de carga.

Todas as análises a seguir serão realizadas para três diferentes ângulos nominais ($\phi_{N0} = 75^\circ$, $\phi_{N1} = 45^\circ$ e $\phi_{N2} = 15^\circ$), que são os mesmos utilizados nos resultados experimentais. Escolheram-se estes ângulos pelo igual espaçamento entre os valores, deste modo a demonstrar de forma mais clara a não linearidade na operação do conversor.

Utilizaram-se também três valores para a variação da relação d ($d_0 = 1$, $d_1 = 1,025$ e $d_2 = 0,975$).

Primeiramente, considera-se a análise da potência não ativa de entrada para a condição ideal de $d = 1$ para os três

diferentes valores de ϕ_N . Esta análise é mostrada na Figura 6, e conclui-se que a potência não ativa apresenta uma curva decrescente com a diminuição da potência de operação.

A Figura 7 mostra a potência não ativa considerando $d = 1,025$ e as mesmas variações de projeto do ângulo nominal. É possível observar que quanto maior for o ângulo nominal, mais elevada será a potência não ativa para cargas próximas à nominal e menor será a potência não ativa para cargas menores que 25% da potência nominal, neste caso específico.

Analisando as Figuras 6 e 7, percebe-se que a potência não ativa decresce com a diminuição da carga, o que diverge do que é apresentado em [29], que afirma que a potência não ativa aumenta para pequenas cargas.

Neste artigo, um novo parâmetro de desempenho é proposto, que consiste na relação entre a potência não ativa e a potência ativa, ao invés de simplesmente considerar a potência não ativa. A relação N_i/P_o proposta neste trabalho é dada pela divisão entre (14) e (12).

Para exemplificar o proposto, a nova relação é mostrada na Figura 8 para os três diferentes ângulos nominais e três diferentes valores de d . Esta figura é a compilação das últimas duas análises em uma única figura, exceto que desta vez a análise será em relação à N_i/P_o , ao invés de simplesmente usar a potência não ativa.

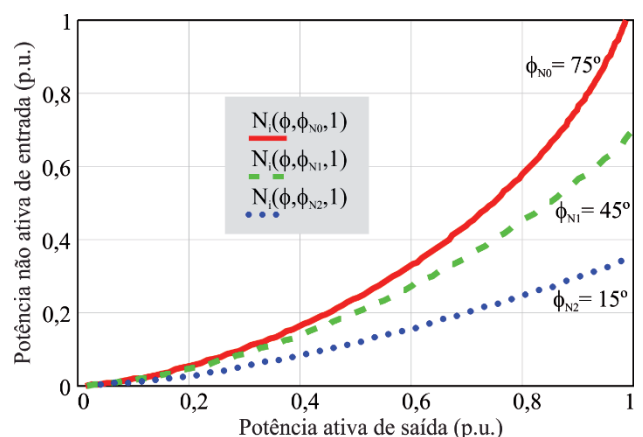


Fig. 6. Potência não ativa com variação de carga para três diferentes ângulos nominais e d unitário.

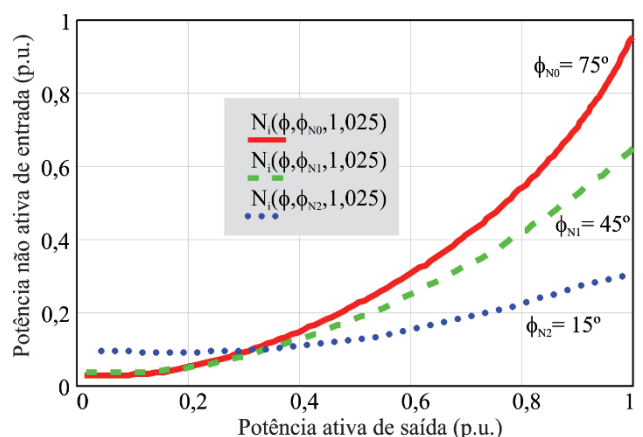


Fig. 7. Potência não ativa com variação de carga para três diferentes ângulos nominais e $d = 1,025$.

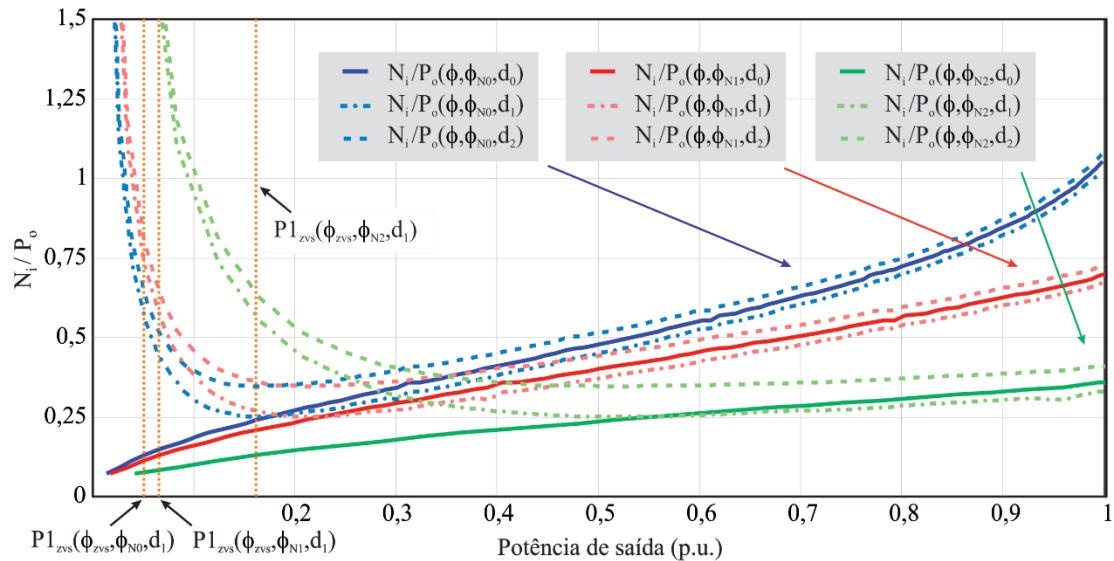


Fig. 8. Relação N_i/P_o para a operação com variação de carga.

A análise mostrada na Figura 8 conclui que, quanto maior o ângulo nominal, maior será N_i/P_o próximo à operação nominal, ou seja, maior será o percentual de perda em condução.

Esta conclusão é a mesma da análise com a potência não ativa. Entretanto, na medida em que há decréscimo na carga, há um ponto em que a relação N_i/P_o volta a se elevar com uma tendência próxima a uma exponencial para condições de reduzidas cargas. Isto indica que o conversor voltará a ter elevadas perdas percentuais de condução nestas situações.

Portanto, a escolha das variáveis d e ϕ_N modifica o comportamento do conversor para toda faixa de operação e esta conclusão somente é claramente alcançada com o novo parâmetro de desempenho N_i/P_o . Será mostrado nos resultados experimentais que o comportamento do rendimento do conversor será semelhante ao inverso das curvas da Figura 8.

VI. METODOLOGIA DE PROJETO PROPOSTA

A nova análise proposta neste trabalho mostra que, além do aumento das perdas de comutação pela operação sem ZVS, haverá elevadas perdas por condução na operação com reduzidos ângulos de defasagem, mesmo para pequenas variações em d . Entretanto, o aumento significativo das perdas em condução, nesta análise, ocorre após a perda de ZVS e, portanto, as perdas em comutação sobressaem às de condução em baixas potências.

A metodologia de projeto proposta utiliza as análises realizadas nas últimas seções, a fim de se escolher as variáveis de projeto de forma otimizada, obtendo assim o melhor desempenho em função das prioridades da aplicação.

A primeira variável de projeto a ser escolhida é a relação de transformação, referenciada como d . As análises mostradas nas Figuras 3, 4 e 5, mostram que a melhor escolha é $d = 1$, pois esta é a condição ideal de operação do conversor DAB. Nesta condição não há perda de ZVS e a potência não ativa é decrescente com a escolha do ângulo nominal. Entretanto, a operação com d unitário é impraticável devido às não idealidades dos componentes e

variações paramétricas. Variações em d ocorrem também em aplicações com variação nas tensões de entrada e/ou saída de operação, portanto o projeto do conversor deverá considerar que o mesmo terá o melhor desempenho quando a tensão de entrada e saída forem as que satisfaçam a relação em que d é igual à unidade.

A escolha do ângulo nominal de defasagem (ϕ_N) deverá levar em conta dois fatores: relação N_i/P_o e ponto de perda de ZVS. A análise da Figura 4 mostra que a potência em que ocorre a perda de ZVS depende da escolha de ϕ_N . Entretanto, esta relação é não linear, e para ângulos maiores que 45° a mudança no ponto de perda de ZVS é muito pequena.

A Figura 5 mostra que quanto menor o ângulo nominal, menor será a potência não ativa nominal, entretanto há um ponto em que a potência não ativa se eleva de forma brusca.

Já a Figura 8 apresenta o parâmetro N_i/P_o em função da potência de operação, mostrando que menores ϕ_N terão menores valores de N_i/P_o próximos à potência nominal, mas o aumento desta relação se torna mais acentuado com a redução da carga. Assim, o rendimento do conversor será melhor perto da potência nominal, entretanto há uma queda de rendimento pelo aumento da potência não ativa e pela perda de ZVS para menores potências relativas de operação.

Portanto, os ábacos das Figuras 4, 5 e 8, e os equacionamentos propostos nas últimas seções permitem ao projetista definir a escolha do ângulo nominal de operação de acordo com as suas prioridades de desempenho do conversor.

Três exemplos de metodologias de projeto são evidenciados a seguir:

1º caso: a aplicação requer elevado rendimento e somente pequenas variações da condição nominal estão previstas. Neste exemplo, o projetista deve preferir ângulos nominais menores (entre 10° e 20°), pois nesta condição o conversor irá operar com ZVS para potências próximas à condição nominal e a eficiência será superior, devido à menor potência não ativa.

2º caso: deseja-se a maior densidade de potência possível, para este caso seria conveniente a escolha de um ângulo nominal pequeno (entre 20° e 40°) em que o conversor opere com ZVS, pois os tamanhos dos magnéticos e dos

dissipadores são calculados considerando a corrente e as perdas nominais, respectivamente. Logo, menores correntes e perdas resultam em maiores densidades de potência.

3º caso: a operação em comutação suave é a prioridade do projetista. Para esta condição o melhor seria um ângulo de defasagem intermediário (entre 40° e 60°), pois o rendimento da estrutura é aceitável e o ponto de perda de ZVS é muito próximo ao de projetos com elevados ângulos nominais (acima de 60°), que apresentam elevadas potências não ativas.

VII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

De modo a comprovar as análises apresentadas nas seções anteriores, um protótipo do conversor DAB foi desenvolvido e testado para três diferentes ângulos nominais de defasagem.

O protótipo foi testado com a utilização das tecnologias de semicondutores MOSFET (do inglês, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) e IGBT (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*). Os parâmetros de projeto estão expostos na Tabela I.

Os resultados experimentais contemplam a análise da eficiência do conversor e a relação N_i/P_o para os três distintos ângulos nominais de projeto, e toda faixa de potência.

Utilizou-se (10) para o projeto das indutâncias de dispersão, compensando os valores medidos de dispersão dos enrolamentos primário e secundário do transformador.

A Tabela II mostra os valores das indutâncias de dispersão, os núcleos utilizados e as características de corrente para cada projeto. Nota-se que devido a menor corrente no primário do transformador, o menor ângulo nominal possui o menor núcleo da indutância de dispersão.

Todos os valores de potência não ativa e de eficiência foram medidos com o analisador de potência de precisão Yokogawa® WT1800.

TABELA I

Parâmetros e componentes do protótipo implementado

Símbolo	Descrição	Valor
P_o	Potência nominal de saída	500 W
V_i, V_o	Tensão de entrada e de saída	200 V
f_s	Frequência de comutação	39,6 kHz
D	Relação de transformação de projeto	1
SP_{1-4}, SS_{1-4}	Interruptores MOSFET	IRF740
SP_{1-4}, SS_{1-4}	Interruptores IGBT	IRGB20B60
C_o	Capacitância de saída	150 μ F
	Núcleo do transformador (tipo EE)	42/21/15
n_p, n_s	Número de espiras do primário e secundário	41

TABELA II

Características dos núcleos para o indutor de dispersão para os três projetos em análise

Ângulos de dispersão nominais	$\phi_{N2} = 15^\circ$	$\phi_{N1} = 45^\circ$	$\phi_{N0} = 75^\circ$
Indutância de dispersão	74 μ H	180 μ H	234 μ H
Corrente de pico nominal	2,73 A	3,33 A	4,29 A
Corrente eficaz nominal	2,65 A	3,04 A	3,65 A
Núcleo utilizado (tipo EE)	25/10/6	30/15/7	40/17/12

As Figuras 9 e 10 mostram os resultados experimentais para a relação N_i/P_o para os três projetos de ângulos de defasagem nominais para toda faixa de potência.

Assim como mostrado na análise teórica, os resultados experimentais mostram que quanto maior ϕ_N , maior será a relação N_i/P_o na potência nominal, entretanto para baixas potências a relação N_i/P_o será menor. Estes resultados comprovam a análise apresentada na Figura 8.

As diferenças encontradas em N_i/P_o para $\phi_{N2} = 15^\circ$ nos resultados experimentais em relação à análise teórica, e entre os resultados utilizando IGBT e MOSFET, ocorrem devido à perda de ZVS, abaixo dos 150 W, e devido às diferenças de capacitâncias intrínsecas dos semicondutores.

Curvas de rendimento foram traçadas, nas Figuras 11 e 12, para os três diferentes projetos e com as tecnologias de semicondutores MOSFET e IGBT.

O rendimento tem as mesmas características já enunciadas nas seções anteriores. Ou seja, para ângulos nominais menores, há melhor eficiência próximo à operação nominal, e para baixas potências a eficiência é reduzida devido ao aumento das perdas de comutação e na perda relativa de condução.

A utilização de MOSFETs nos interruptores tanto do primário quanto do secundário apresentaram melhores rendimentos em toda faixa de operação. Cabe salientar que se utilizaram MOSFETs IRF740 de baixo custo, que possuem resistência de condução de 0,55 Ω , consideradas altas para a tecnologia atual de semicondutores. Mesmo assim, o rendimento medido ficou acima de 90% para uma faixa de operação entre 10% e 100% da potência nominal, considerando o projeto para o ângulo nominal de 15°.

A perda de comutação suave para os experimentos com ângulos de 45° e 75° ocorreu próximo a 75W, enquanto para o projeto de 15° a perda de ZVS ocorreu em 150W. Estes valores condizem com a análise apresentada na Figura 4 para a condição entre $d = 1,05$ e $d = 1,1$.

A Figura 13 mostra as correntes de entrada e do primário do transformador, para a condição nominal de operação, considerando os três diferentes ângulos de projeto. Nota-se que quanto maior o ϕ_N maior será a corrente de entrada e no transformador. Os valores eficazes e de pico estão muito próximos aos projetados e mostrados na Tabela II.

VIII. CONCLUSÃO

O conversor DAB é considerado o principal conversor CC-CC para aplicações que requerem características de isolamento galvânica, processamento bidirecional de energia, operação elevadora e abaixadora de tensão e comutação suave.

A modulação por deslocamento de fase é a mais simples e mais utilizada para este conversor. Entretanto, a perda de ZVS é inerente a esta modulação para a operação com baixas potências nominais.

Este artigo propôs uma nova análise, na qual utiliza a relação entre a potência não ativa e a potência ativa (N_i/P_o) como parâmetro de desempenho do conversor. A análise generalizada é válida tanto para condições nominais, quanto para variações de carga.

A escolha do ângulo nominal é um dos principais parâmetros de projeto da topologia e há uma carência de estudos na literatura científica sobre como esta escolha influencia a operação do conversor. Este artigo demonstrou,

de forma teórica e prática, que quanto menor ϕ_N , menor será a potência não ativa nominal e maior a eficiência neste ponto de operação. Entretanto, maior será a potência na qual ocorrerá a perda de ZVS e maior a relação N_i/P_o na operação com menores cargas.

O artigo apresenta uma metodologia de projeto que visa servir de base para que projetistas possam definir os principais parâmetros de projeto do conversor DAB, de modo a se obter o desempenho esperado para cada aplicação específica.

Por fim, resultados experimentais comprovaram as características de potência não ativa e de operação com ZVS discutidas para os três diferentes projetos propostos.

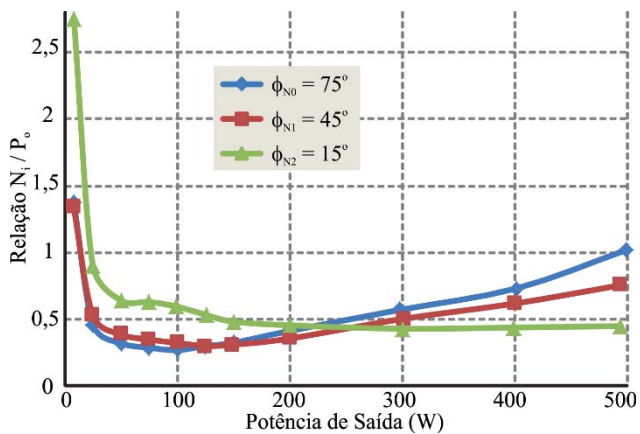


Fig. 9. Relação N_i/P_o utilizando interruptores do tipo IGBT.

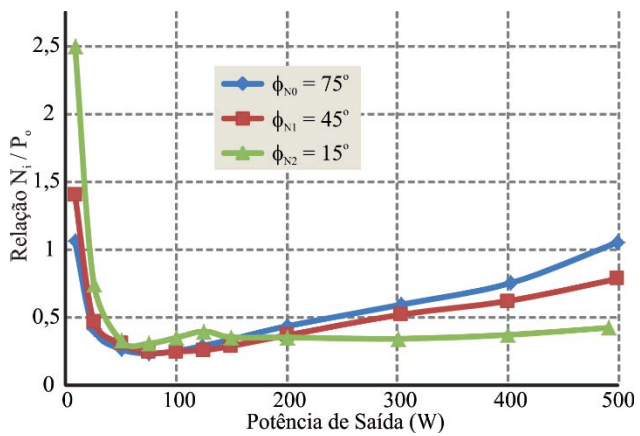


Fig. 10. Relação N_i/P_o utilizando interruptores do tipo MOSFET.

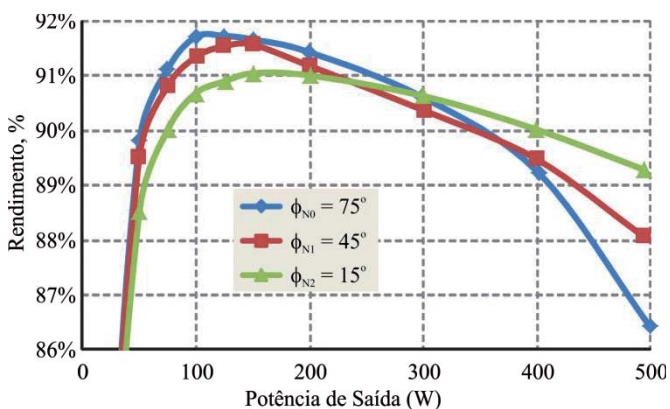


Fig. 11. Curva de Rendimento com interruptores IGBT.

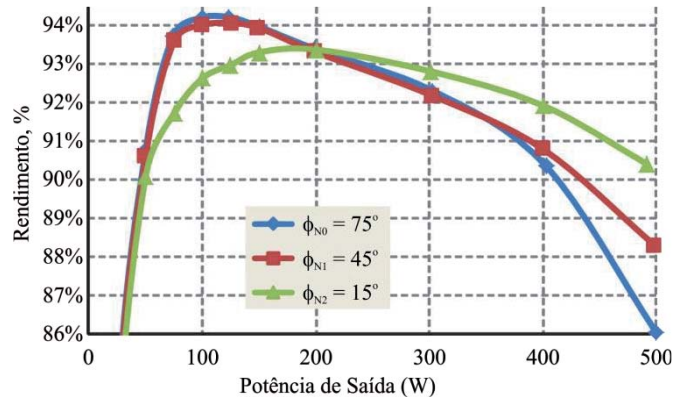
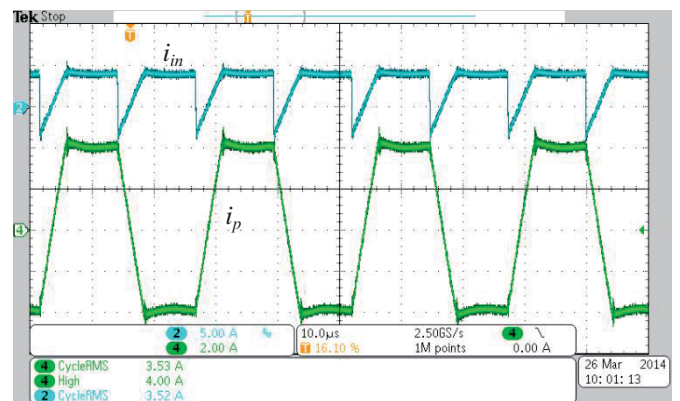
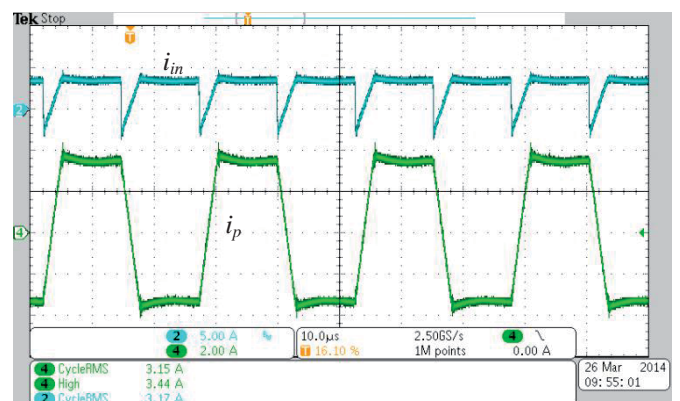


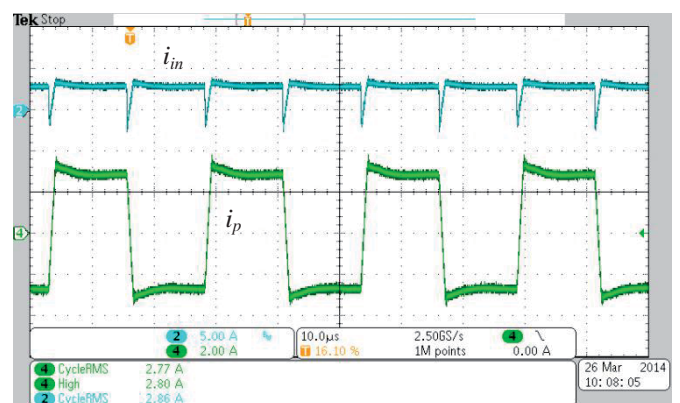
Fig. 12. Curva de Rendimento com interruptores MOSFET.



(a)



(b)



(c)

Fig. 13. Corrente de entrada, i_{in} , (Ch2 – 5A/div) e corrente do primário do transformador, i_p , (Ch4 – 2A/div) para os três ângulos nominais de projeto. (a) $\phi_{N0} = 75^\circ$, (b) $\phi_{N1} = 45^\circ$ e (c) $\phi_{N2} = 15^\circ$.

AGRADECIMENTOS

Este projeto foi financiado pela Companhia Estadual de Energia Elétrica do Rio Grande do Sul (CEEE-D) através do projeto de pesquisa e desenvolvimento aprovado pela Agência Nacional de Energia Elétrica (processo 9948928).

REFERÊNCIAS

- [1] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, 1991.
- [2] M. N. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan, and E. D. Baumann, "Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 6, pp. 1294–1301, 1992.
- [3] E. C. Aeloiza, P. N. Enjeti, L. A. Moran, and I. Pitel, "Next generation distribution transformer: to address power quality for critical loads," in *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, 2003, vol. 3, pp. 1266–1271 vol.3.
- [4] S. Bifaretti, P. Zanchetta, A. Watson, L. Tarisciotti, and J. C. Clare, "Advanced Power Electronic Conversion and Control System for Universal and Flexible Power Management," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 2, no. 2, pp. 231–243, 2011.
- [5] B. Cougo, T. Meynard, and H. Schneider, "Reconfigurable dual active bridge converter for aircraft applications," in *Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion (ESARS), 2012*, 2012, pp. 1–6.
- [6] R. T. Naayagi, A. J. Forsyth, and R. Shuttleworth, "Bidirectional control of a dual active bridge DC-DC converter for aerospace applications," *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 7, pp. 1104–1118, 2012.
- [7] R. T. Naayagi, A. J. Forsyth, and R. Shuttleworth, "High-Power Bidirectional DC-DC Converter for Aerospace Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4366–4379, 2012.
- [8] R. Mirzahassemi and F. Tahami, "A lifetime improved single phase grid connected photovoltaic inverter," in *Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC), 2012 3rd*, 2012, pp. 234–238.
- [9] M. A. Moonem and H. Krishnaswami, "Analysis and control of multi-level dual active bridge DC-DC converter," in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, pp. 1556–1561.
- [10] I. Syed and W. Xiao, "Modeling and control of DAB applied in a PV based DC microgrid," in *2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2012, pp. 1–6.
- [11] Z. Haihua and A. M. Khamadkone, "Hybrid Modulation for Dual Active Bridge Bi-Directional Converter With Extended Power Range For Ultracapacitor Application," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08*, 2008, pp. 1–8.
- [12] F. Krismer, J. Biela, and J. W. Kolar, "A comparative evaluation of isolated bi-directional DC/DC converters with wide input and output voltage range," presented at the Industry Applications Conference., 2005, vol. 1, pp. 599–606 Vol. 1.
- [13] T. Ngo, J. Won, and K. Nam, "A single-phase bidirectional dual active half-bridge converter," in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012, pp. 1127–1133.
- [14] N. M. L. Tan, T. Abe, and H. Akagi, "Design and Performance of a Bidirectional Isolated DC-DC Converter for a Battery Energy Storage System," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1237–1248, 2012.
- [15] M. Steiner and H. Reinold, "Medium frequency topology in railway applications," in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, pp. 1–10.
- [16] H. van Hoek, M. Neubert, and R. W. De Doncker, "Enhanced Modulation Strategy for a Three-Phase Dual Active Bridge - Boosting Efficiency of an Electric Vehicle Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, pp. 5499–5507, 2013.
- [17] J. L. Duarte, M. Hendrix, and M. G. Simoes, "Three-Port Bidirectional Converter for Hybrid Fuel Cell Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 480–487, Mar. 2007.
- [18] F. Krismer and J. W. Kolar, "Accurate Power Loss Model Derivation of a High-Current Dual Active Bridge Converter for an Automotive Application," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 3, pp. 881–891, 2010.
- [19] J. Everts, F. Krismer, J. Van den Keybus, J. Driesen, and J. W. Kolar, "Optimal ZVS Modulation of Single-Phase Single-Stage Bidirectional DAB AC-DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 3954–3970, Aug. 2014.
- [20] N. D. Weise, G. Castelino, K. Basu, and N. Mohan, "A Single-Stage Dual-Active-Bridge-Based Soft Switched AC-DC Converter With Open-Loop Power Factor Correction and Other Advanced Features," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4007–4016, Aug. 2014.
- [21] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and Y. Sun, "Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4091–4106, Aug. 2014.
- [22] D. Costinett, D. Maksimovic, and R. Zane, "Design and Control for High Efficiency in High Step-Down Dual Active Bridge Converters Operating at High Switching Frequency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 8, pp. 3931–3940, 2013.
- [23] B. Zhao, Q. Song, and W. Liu, "Power Characterization of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converter With Dual-Phase-Shift Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 9, pp. 4172–4176, 2012.
- [24] A. K. Jain and R. Ayyanar, "PWM Control of Dual Active Bridge: Comprehensive Analysis and Experimental Verification," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1215–1227, 2011.
- [25] G. Ortiz, H. Uemura, D. Bortis, J. W. Kolar, and O. Apeldoorn, "Modeling of Soft-Switching Losses of

- IGBTs in High-Power High-Efficiency Dual-Active-Bridge DC/DC Converters,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 60, no. 2, pp. 587–597, 2013.
- [26] B. Zhao, Q. Song, and W. Liu, “Efficiency Characterization and Optimization of Isolated Bidirectional DC-DC Converter Based on Dual-Phase-Shift Control for DC Distribution Application,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 4, pp. 1711–1727, 2013.
- [27] F. Krismer and J. W. Kolar, “Closed Form Solution for Minimum Conduction Loss Modulation of DAB Converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 174–188, 2012.
- [28] S. Inoue and H. Akagi, “A Bidirectional Isolated DC-DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 535–542, 2007.
- [29] H. Bai and C. Mi, “Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 6, pp. 2905–2914, 2008.
- [30] H. Bai, Z. Nie, and C. C. Mi, “Experimental Comparison of Traditional Phase-Shift, Dual-Phase-Shift, and Model-Based Control of Isolated Bidirectional DC-DC Converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 6, pp. 1444–1449, 2010.
- [31] B.-Y. Chen and Y.-S. Lai, “Switching Control Technique of Phase-Shift-Controlled Full-Bridge Converter to Improve Efficiency Under Light-Load and Standby Conditions Without Additional Auxiliary Components,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 4, pp. 1001–1012, 2010.
- [32] G. G. Oggier, G. O. García, and A. R. Oliva, “Modulation Strategy to Operate the Dual Active Bridge DC-DC Converter Under Soft Switching in the Whole Operating Range,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1228–1236, 2011.
- [33] G. G. Oggier, G. O. García, and A. R. Oliva, “Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 7, pp. 1826–1838, 2009.
- [34] Y. Xie, J. Sun, and J. S. Freudenberg, “Power Flow Characterization of a Bidirectional Galvanically Isolated High-Power DC/DC Converter Over a Wide Operating Range,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 1, pp. 54–66, 2010.
- [35] D. Xu, C. Zhao, and H. Fan, “A PWM plus phase-shift control bidirectional DC-DC converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 3, pp. 666–675, 2004.
- [36] A. R. Alonso, J. Sebastian, D. G. Lamar, M. M. Hernando, and A. Vazquez, “An overall study of a Dual Active Bridge for bidirectional DC/DC conversion,” in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2010, pp. 1129–1135.
- [37] S. Fryze, “Active, reactive and apparent power in circuits with nonsinusoidal voltage and current,” *Przegl. Elektrotech.*, 1932.
- [38] A. Emanuel, “Summary of IEEE standard 1459: definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced, or unbalanced conditions,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 3, pp. 869–876, May 2004.

DADOS BIOGRÁFICOS

André Luís Kirsten, nascido em Santa Maria (RS), em 1986. Possui graduação (2009), mestrado (2011) e doutorado (2014) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). Atualmente é Professor Adjunto da UFSM e coordenador do curso de Engenharia Elétrica do campus de Cachoeira do Sul – RS. Atua como pesquisador no Grupo de pesquisa GEDRE. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, reatores eletrônicos, sistemas fotovoltaicos e transformadores de estado sólido.

Filipe Gabriel Carloto, nascido em Mata (RS), em 1994. Graduando em Engenharia Elétrica desde 2012 pela UFSM. Atualmente é membro do Grupo de Estudo e Desenvolvimento de Reatores Eletrônicos (GEDRE), atuando como Bolsista de Iniciação Científica. Tem como principais linhas de pesquisa eletrônica de potência, eficiência de circuitos eletrônicos e transformadores de estado sólido.

João Gilberto Pinheiro Roncalio, nascido em 1990 em Passo Fundo, Brasil, é graduando em Engenharia Elétrica pela UFSM desde 2009. É membro do grupo GEDRE – Inteligência em Iluminação. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, iluminação de estado sólido (LEDs), sistemas de iluminação e conversores CC-CC.

Theyllor Hentschke de Oliveira, nascido em Santa Maria - RS em 1991. Formado em Eletrotécnica pelo Colégio Técnico Industrial de Santa Maria (CTISM) em 2010. Graduando em Engenharia Elétrica pela UFSM desde 2011. Atualmente é membro do grupo GEDRE, atuando como Bolsista de Iniciação Científica (Probit). Seus tópicos de interesse incluem: conversores estáticos, lâmpadas de descarga de alta pressão e transformadores de estado sólido.

Marco Antônio Dalla Costa, nascido em 03/10/1978 em Santa Maria – RS, possui graduação em Engenharia Elétrica e Mestrado em Eletrônica de Potência pela Universidade Federal de Santa Maria (2002 e 2004, respectivamente). Finalizou o curso de doutorado na Universidad de Oviedo - Espanha em fevereiro de 2008. Desde 2009 é Professor Adjunto na UFSM. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência, atuando principalmente nos seguintes temas: circuitos de alimentação de LEDs, reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga, comando auto-oscilante, dimming de lâmpadas de descarga de alta e baixa pressão, ressonâncias acústicas, eficiência de circuitos eletrônicos, fontes alternativas de energia e transformadores de estado sólido.