

# CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO BIDIRECIONAL DE ÚNICO ESTÁGIO COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA E ISOLADO EM ALTA FREQUÊNCIA

Bruno Ricardo de Almeida, Demercil S. Oliveira Jr.  
Universidade Federal do Ceará, Grupo de Processamento de Energia e Controle  
Fortaleza – CE  
e-mail: almeida.bruno@dee.ufc.br, demercil@dee.ufc.br

**Resumo** – Este artigo apresenta o estudo e a implementação de um novo conversor CA-CC trifásico bidirecional de único estágio com correção de fator de potência e isolado em alta frequência. O conversor proposto é concebido utilizando-se o conceito de interleaving, e no *dual active bridge* (DAB) com controle phase-shift. São desenvolvidas análises teóricas baseadas no uso do modelo fundamental e utilizando-se o conceito da modulação AM DSB (*Amplitude Modulation with Double Side-Band*), sendo validado por simulações numéricas. Resultados experimentais obtidos com um protótipo de 1,5 kW são apresentados a fim de validar o estudo da topologia proposta.

**Palavras-Chave** – Célula de Comutação de Três Estados, Correção de Fator de Potência, Retificador Trifásico Bidirecional.

## THREE-PHASE SINGLE-STAGE BIDIRECTIONAL RECTIFIER WITH HIGH FREQUENCY ISOLATION AND PFC

**Abstract** – This paper presents the study and implementation of a novel three-phase single-stage bidirectional ac-dc converter, with power factor correction and high frequency isolation. The proposed converter uses the interleaving concept, and the dual active bridge (DAB) with phase-shift control. Theoretical analysis is developed based on a fundamental model, and using the concept of AM DSB (*Amplitude Modulation with Double Side-Band*) modulation, which are validated by numerical simulations. Experimental results with a 1.5 kW prototype are also presented in order to validate the study of the proposed topology.

**Keywords** – Power Factor Correction, Three-phase Bidirectional Rectifier, Three State Switching Cell.

### I. INTRODUÇÃO

A conversão ca/cc, trifásica e com isolamento em alta frequência tem ampla aplicação na indústria, em particular nas fontes para equipamentos de Telecomunicações (Telecom) [1], [2], onde com o aumento considerável da potência, torna-se inviável trabalhar com baixas tensões.

Artigo submetido em 28/01/2016. Primeira revisão em 23/02/2016. Aceito para publicação em 18/04/2016 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

Além disso, tem se intensificado o uso de barramentos de corrente contínua para alimentação de cargas CC e também em conjunto com a geração distribuída, acentuada pelo crescimento da microgeração, onde em uma mesma rede encontram-se presentes diversas fontes de energia, como biomassa, fotovoltaica, eólica, entre outras [3]-[6]. Com a expansão desses sistemas distribuídos nas últimas décadas e a introdução do conceito de *Smart-grid*, as topologias bidirecionais têm se tornado mais relevantes [7], [8], capazes de controlar o fluxo de potência entre diversas fontes de energia e os dispositivos de armazenamento, como baterias, por exemplo. A Figura 1 ilustra um típico sistema de geração distribuída, composto por linhas de distribuição CC e CA, e fontes de energia renováveis. Nota-se que os conversores CA-CC bidirecionais podem ter diversas aplicações, como interligar linhas de baixa tensão, conectar geradores eólicos, painéis fotovoltaico, cargas CC e CA.

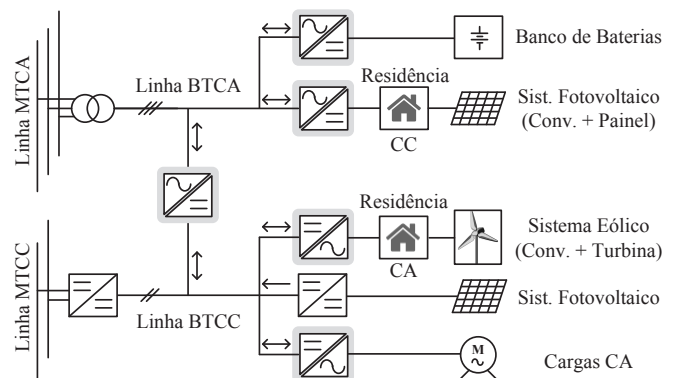


Fig. 1. Típico sistema de microgeração (MTCA – Média tensão CA; BTAC – Baixa tensão CA; MTCC – Média tensão CC; BTCC – Baixa tensão CC).

Tendo em vista as normas que regulamenta a distorção harmônica e o fator de potência [9], os conversores CA-CC devem adequar as correntes drenadas aos parâmetros estabelecidos. Além disto, busca-se o projeto de um conversor com alta densidade de potência e com um alto rendimento. Neste contexto, este trabalho propõe o estudo e implementação de um novo conversor CA-CC trifásico bidirecional de único estágio, com correção de fator de potência e isolamento em alta frequência.

Em [10], [11] é feita uma revisão dos principais retificadores monofásicos de único estágio, enquanto em [12] são estudadas as principais estruturas trifásicas, ambos discutindo diferentes métodos e configurações com correção de fator de potência. Os principais trabalhos relacionados à topologias CA-CC isoladas são apresentadas a seguir: em [13] é apresentada uma topologia de quatro quadrantes, composta por um conversor matricial. Mesmo sendo um

conversor de estágio integrado e com parte dos interruptores operar com comutação não dissipativa, o uso de interruptores bidirecionais em corrente e em tensão, que são implementados pela associação de dois ou mais semicondutores, o número de comutações por período, a presença de um capacitor série e um filtro da entrada ca bastante volumoso, implicam em maiores perdas; A fim de aumentar a densidade de potência em [14] foi proposta a utilização de um estágio retificador multinível associado a módulos de conversores CC-CC, com associação série no lado primário (alta tensão) e associação em paralelo no lado secundário (baixa tensão). Também em [15] foi proposta uma estratégia similar. Embora estes trabalhos impliquem na utilização de um maior número de semicondutores, consegue-se aumentar a eficiência e reduzir o volume dos magnéticos; Em [16] é feito o estudo de uma topologia bidirecional baseada no retificador VIENNA [17]. Chegando a um rendimento de 93% este conversor utiliza como modulação uma versão modificada do SVPWM (*space vector pulse width modulation*). Como principais desvantagens destacam-se a utilização de interruptores bidirecionais em corrente e em tensão, e os elevados esforços de corrente nos semicondutores, devido à baixa tensão aplicada ao primário do transformador.

Neste contexto, este trabalho propõe uma adaptação do conversor CC-CC trifásico proposto em [18], visando à realização da conversão CA-CC com correção de fator de potência, em conjunto com a conversão CC-CC isolada em alta frequência em estágio integrado e com característica bidirecional. Para tal utiliza-se a variação da razão cíclica e do *phase-shift* como apresentada em [19].

## II. TOPOLOGIA PROPOSTA

Com base no conversor *dual active bridge* (DAB) [20] e utilizando o conceito de *interleaving* [21], o conversor proposto é apresentado na Figura 2.

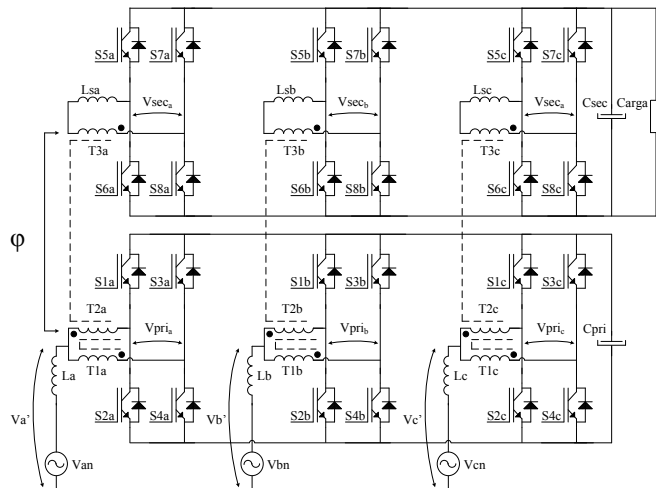


Fig. 2. Topologia proposta.

A utilização do *interleaving* proporciona uma redução dos esforços de corrente nos semicondutores, bem como uma melhor distribuição das perdas e uma redução dos harmônicos de alta frequência presentes nas tensões moduladas ( $V_a'$ ,  $V_b'$  e  $V_c'$ ) e na corrente de entrada [22].

Apesar do número considerável de magnéticos, tem-se que o volume total dos magnéticos utilizando a técnica de *interleaving* (indutor + autotransformador) é menor quando comparado com a técnica convencional utilizando apenas um indutor de entrada [23]. Buscando reduzir a potência reativa no transformador o lado secundário do conversor proposto é composto pelo mesmo arranjo de conversores do primário, do tipo ponte completa.

### A. Estratégia de Controle

A estratégia de controle utilizada na topologia proposta é apresentada na Figura 3. Para o controle do lado primário do conversor é utilizado o método convencional de controle em eixos síncronos (dq) [24]. Para a obtenção do ângulo de sincronismo com a rede, ângulo  $\theta$ , utiliza-se o circuito q-PLL, com base na teoria pq [25], [26].

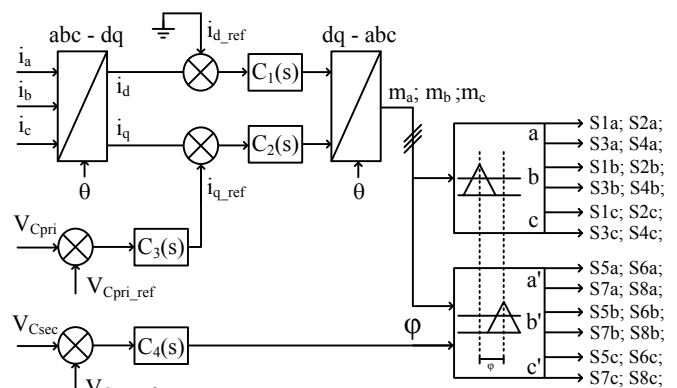


Fig. 3. Estratégia de controle.

Para obter um fator de potência unitário utiliza-se a referência  $i_d$  igual a zero. A referência  $i_q$  é obtida pelo compensador de tensão  $C_3(s)$ , responsável pela regulação da tensão sobre o barramento primário  $C_{pri}$ . Os sinais obtidos pelos compensadores  $C_1(s)$  e  $C_2(s)$  das malhas das correntes,  $i_q$  e  $i_d$ , são utilizados na transformada inversa de Park para gerar as moduladoras  $m_a$ ,  $m_b$  e  $m_c$ . Utiliza-se a modulação, com duas portadoras triangulares defasadas em 180°, para cada ponte completa. Os sinais das moduladoras são comparados com as portadoras e geram os sinais de gatilho para as chaves do lado primário do conversor. Esta estratégia permite a correção do fator de potência das correntes ca do lado da rede elétrica e a regulação da tensão no barramento primário. Os controladores de corrente,  $i_d$  e  $i_q$ , foram sintonizados para uma frequência de cruzamento de 10 kHz e uma margem de fase de 60°, e o controlador de tensão para uma frequência de cruzamento de 36 Hz e uma margem de fase de 60°, sendo todos estes controladores projetados utilizando o método do fator-k, proposto por [27].

Buscando a minimização dos reativos presentes no transformador, no secundário são utilizadas as mesmas moduladoras ( $m_a$ ,  $m_b$  e  $m_c$ ). O controle do fluxo de potência é feito utilizando a técnica de *phase-shift*, onde a variação do ângulo entre as portadoras resulta na variação do ângulo entre as tensões aplicadas pelas pontes primárias e secundárias, e como consequência o controle da potência transferida. Este ângulo, denominado ângulo  $\phi$ , é calculado pelo compensador  $C_4(s)$  que regula a tensão no barramento secundário  $C_{sec}$ . Este compensador de tensão foi sintonizado

para garantir uma frequência de cruzamento de 12 Hz com uma margem de fase de 45°.

Nos conversores *interleaving*, o controle da corrente de magnetização dos transformadores deve ser realizado, para que os mesmos não cheguem à saturação [28]. Na Figura 4 é apresentada a estratégia de controle utilizada, onde é adicionado um indutor com um sensor de corrente entre os braços de cada ponte. A corrente neste indutor é comparada com a referência, em zero, e passa por um controlador proporcional integral (PI). Assim, tem-se um braço comandado pela moduladora  $m_x$  (S3x e S4x) e outro braço (S1x e S2x) comandado por um sinal composto pela soma da moduladora ( $m_x$ ) com a saída do controlador PI.

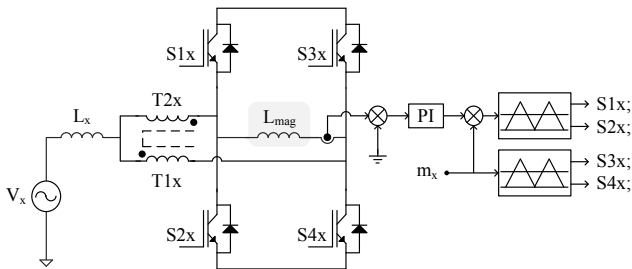


Fig. 4. Controle da corrente de magnetização do transformador.

Por ser constituído por um arranjo de seis conversores ponte completa, faz-se necessária à utilização de seis controladores nesta configuração. Este controladores PI foram projetados para uma frequência de cruzamento de 1 kHz e uma margem de fase de 45°, mas foram ajustados experimentalmente para uma melhor resposta das malhas.

**B. Análise Quantitativa**

Os estudos realizados em [29], [30] mostram que a célula cc/cc básica utilizada no arranjo proposto possui 16 regiões de operação, que dependem do ângulo  $\phi$  e da razão cíclica aplicada às chaves inferiores (S2x, S4x, S6x e S8x), conforme mostrado na Figura 5.

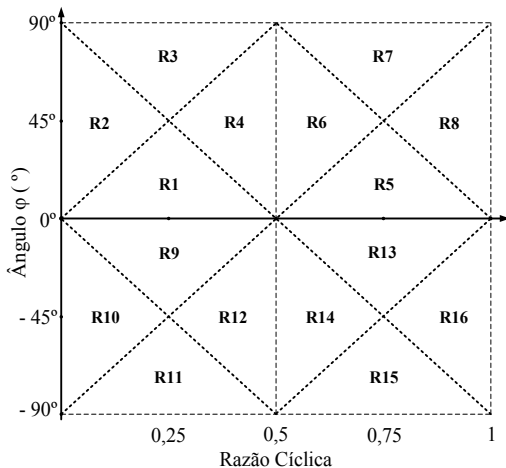


Fig. 5. Regiões de operação do conversor proposto.

Por ser um conversor CA-CC com correção de fator de potência, no conversor proposto ocorre uma variação senoidal da razão cíclica. Assim, ele pode operar nas 16 regiões de operação, dependendo do índice de modulação e do ângulo  $\phi$  utilizado. Em cada uma destas regiões pode

haver até oito etapas de operação, tornando necessário o equacionamento de 128 etapas. Tendo em vista que na literatura encontram-se estudos provando que o uso do modelo fundamental se aproxima satisfatoriamente do modelo real [31], [32], optou-se pela análise do conversor desenvolvendo-se um modelo baseado apenas na componente fundamental das tensões aplicadas ao transformador.

Utilizando-se a transformada de Fourier na forma de onda da tensão aplicada no transformador, tem-se que para uma variação de razão cíclica senoidal, a magnitude da componente fundamental dessa tensão tem um comportamento variável, que pode ser aproximada pela função que descreve a modulação AM DSB-FC, dada por:

$$v(t) = (V_p + V_{ph} \cos(\omega_{2fr} t)) \cos(\omega_c t) \tag{1}$$

onde:

$\omega_{2fr}$  - Dobro da frequência angular da rede;

$\omega_c$  - Frequência angular de chaveamento.

Os valores das constantes  $V_p$  e  $V_{ph}$  são obtidos respectivamente por:

$$V_p = \left( \frac{2V_{dc}}{\pi} \right) \left[ 1 + \sin\left( \frac{\pi}{2} (1 + M_a) \right) \right] \tag{2}$$

$$V_{ph} = \left( \frac{2V_{dc}}{\pi} \right) \left[ 1 - \sin\left( \frac{\pi}{2} (1 + M_a) \right) \right] \tag{3}$$

onde:

$V_{dc}$  - Tensão do barramento;

$M_a$  - Índice de modulação.

O índice de modulação pode ser calculado por:

$$M_a = \frac{V_{an} \sqrt{2} \sqrt{3}}{V_{dc}} \tag{4}$$

Manipulando matematicamente (1) chega-se em (5) onde fica explicitada a componente de alta frequência aplicada sobre o primário transformador.

$$v_{pri}(t) = V_p \cos(\omega_c t) + \frac{V_{ph}}{2} \cos((\omega_c + \omega_{2fr})t) + \frac{V_{ph}}{2} \cos((\omega_c - \omega_{2fr})t) \tag{5}$$

Utilizando-se as mesmas moduladoras das pontes no lado primário nas pontes do lado secundário, e considerando um ângulo  $\phi$  entre as portadoras, tem-se que a tensão aplicada ao secundário do transformador pode ser dada por:

$$v_{sec}(t) = V_p \cos(\omega_c t - \phi) + \frac{V_{ph}}{2} \cos((\omega_c + \omega_{2fr})t - \phi) + \frac{V_{ph}}{2} \cos((\omega_c - \omega_{2fr})t - \phi) \tag{6}$$

Refletindo a tensão do primário para o secundário do transformador, na Figura 6 tem-se o modelo fundamental do conversor proposto utilizado para análise das potências onde a variação do ângulo  $\phi$  determina o fluxo de potência entre o primário e o secundário.

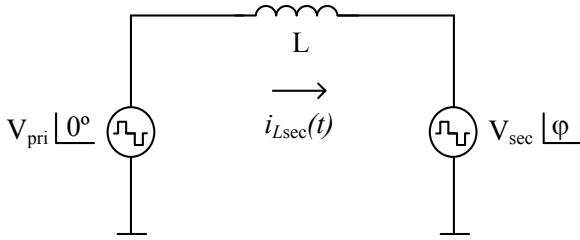


Fig. 6. Modelo fundamental do conversor DAB.

Na Figura 7 é apresentado um gráfico onde são plotadas as equações obtidas para a componente fundamental das tensões do primário e secundário. A frequência de chaveamento considerada para traçar estes gráficos foi reduzida para permitir a visualização da defasagem entre as tensões, dada pelo ângulo  $\varphi$ .

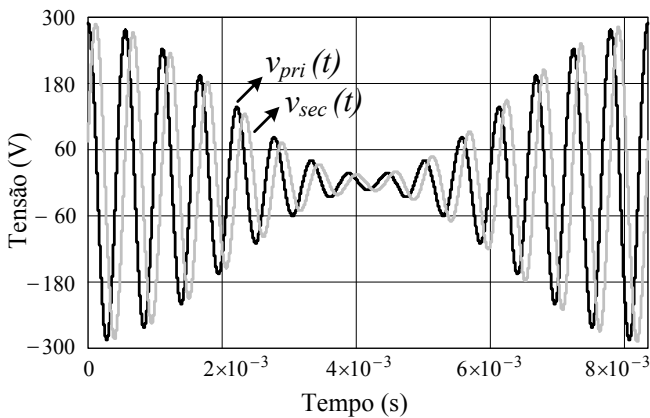


Fig. 7. Tensões fundamentais no primário e no secundário do conversor DAB.

A equação da corrente no secundário do transformador é dada por:

$$i_{Lsec}(t) = \int \frac{v_{pri}(t) - v_{sec}(t)}{L} dt. \quad (7)$$

Assim, com a equação da corrente e da tensão pode-se calcular a potência processada por cada fase do conversor, através de:

$$P_o(t, \varphi) = \int i_{Lsec}(t, \varphi) v_{sec}(t, \varphi) dt. \quad (8)$$

Resolvendo a integral acima chega-se à (9) onde, para um índice de modulação de frequência ( $M_f$ ) alto, o termo  $\omega_m$  pode ser desprezado, simplificando assim o equacionamento.

$$P_{o\_3f}(\varphi) = 3 \left( V_p^2 + \frac{V_{ph}^2}{2} \right) \left( \frac{1}{2\omega_c L} \text{sen}(\varphi) \right). \quad (9)$$

Buscando validar a equação da potência, na Figura 8 é traçado o gráfico da potência de saída calculada juntamente com os valores obtidos por simulação, para diferentes ângulos de defasagem. Nota-se que os valores calculados e simulados foram bem próximos, validando assim o uso do modelo fundamental proposto. Em [33] é apresentada uma metodologia de projeto do ângulo de defasagem nominal para o conversor DAB, onde se recomenda a utilização de um ângulo entre 30° e 45°, para potência nominal.

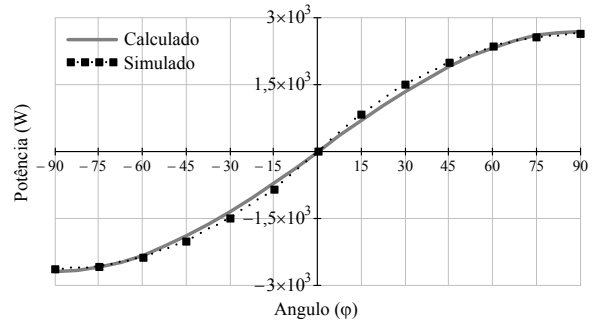


Fig. 8. Potência de saída calculada e simulada para diferentes ângulos  $\varphi$ .

Na Figura 9 são traçadas a potência ativa ( $P_o$ ) e o fator de potência (FP) no transformador, variando o índice de modulação e a tensão de saída. Nota-se que, com a redução da tensão de linha ( $M_a$  menor), tem-se um aumento da tensão no transformador e por consequência na capacidade de transferência de potência. Para uma menor tensão de saída tem-se uma redução da capacidade de transferência de potência e um aumento no conteúdo reativo. Assim recomenda-se a realização do projeto do conversor considerando as condições nominais de operação ( $M_a = 0,768$  e  $V_o = 228$  V).

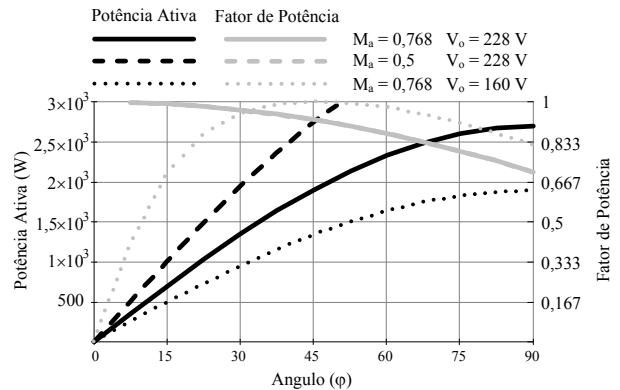


Fig. 9. Potência ativa ( $P_o$ ) e fator de potência (FP) em função do ângulo  $\varphi$ .

### C. Análise da Comutação

A tensão aplicada no transformador tem uma forma de onda quadrada com variação senoidal da razão cíclica efetiva  $\Delta d$ . Para análise da comutação foi considerado apenas a fundamental deste sinal, para cada período de chaveamento, dada por:

$$V_x(t) = \frac{4V_{dc}}{\pi} \text{sen}\left(\frac{\Delta d}{2}\right). \quad (10)$$

Resolvendo a soma vetorial obtida no circuito fundamental (Figura 6) tem-se que o valor da corrente é dado por:

$$I_{transf}(t) = \frac{V_x(t) \sqrt{2(1 - \cos(\varphi))}}{\omega_c L} \text{sen}\left(\omega_c t - \frac{\varphi}{2}\right). \quad (11)$$

Pela análise do circuito proposto (Fig. 2), tem-se que no lado primário as correntes que circulam na chave superior e

inferior de um dos braços são dadas respectivamente por (nos demais braços as equações são análogas):

$$i_{S1a}(t) = I_{transf}(t) - \frac{i_{Lin}(t)}{2} \quad (12)$$

$$i_{S2a}(t) = I_{transf}(t) + \frac{i_{Lin}(t)}{2} \quad (13)$$

Igualando estas equações a zero e fazendo algumas manipulações matemáticas chega-se em (14) e (15), que são equações que definem os ângulos ( $\beta_{S1a}$  e  $\beta_{S2a}$ ) onde ocorrem os cruzamentos por zero das correntes nos interruptores S1a e S2a.

$$\beta_{S1a}(t) = \arcsen \left[ + \frac{i_{Lin}(t)}{2} \frac{\omega_c L}{V_x(t) \sqrt{2(1 - \cos(\varphi))}} \right] \quad (14)$$

$$\beta_{S2a}(t) = \arcsen \left[ - \frac{i_{Lin}(t)}{2} \frac{\omega_c L}{V_x(t) \sqrt{2(1 - \cos(\varphi))}} \right] \quad (15)$$

Considerando uma modulação PWM senoidal com portadora triangular, tem-se que o instante onde ocorre uma comutação é dado respectivamente por:

$$\alpha_{S1a}(t) = - \frac{\pi}{2} M_a \text{sen}(\omega_o t) \quad (16)$$

$$\alpha_{S2a}(t) = + \frac{\pi}{2} M_a \text{sen}(\omega_o t) \quad (17)$$

Na Figura 10 são identificados os ângulos de cruzamento por zero da corrente ( $\beta_{S1a}$ ) e de comutação da chave ( $\alpha_{S1a}$ ).

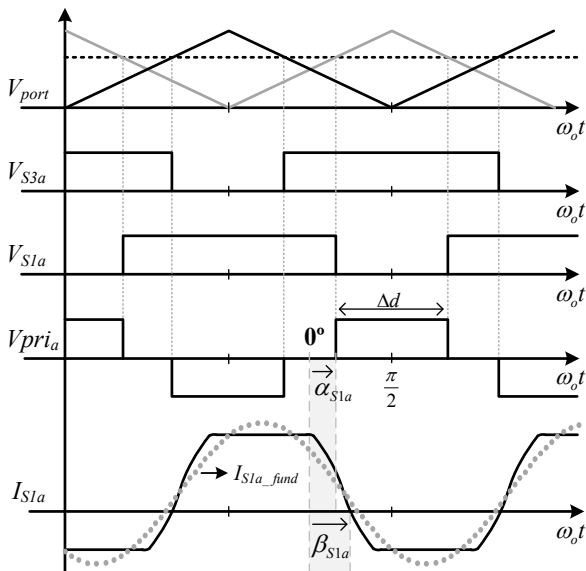


Fig. 10. Análise dos ângulos de comutação.

Para os sentidos adotados a comutação não dissipativa ZVS (zero voltage switching), ocorre quando o ângulo  $\alpha_{S1a}$  é menor que o ângulo  $\beta_{S1a}$ . Na Figura 11 são plotados os gráficos de ambas as funções, para diversos ângulos  $\varphi$ . Buscando validar este equacionamento foram coletados, por

simulação, alguns pontos na região limiar da comutação suave e plotados junto com os gráficos. Pode-se notar que os pontos obtidos por simulação ficaram bem próximos a curva do modelo fundamental.

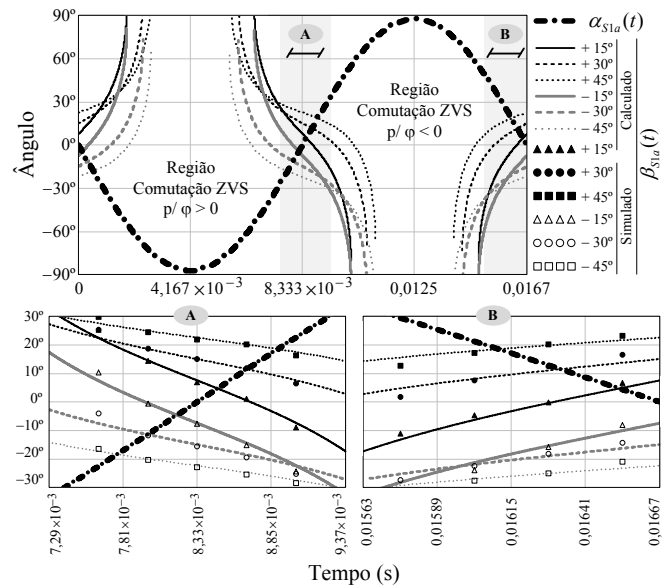


Fig. 11. Análise da comutação da chave superior (S1a) do primário.

A chave inferior do primário (S2a) possui comportamento análogo, sendo as funções defasadas de 180° graus. Nas chaves do lado secundário, não há a componente da corrente de entrada, assim a função que define o cruzamento por zero da corrente ( $\beta_{S1a}$ ) é constante com valor igual à metade do ângulo  $\varphi$ . Como é utilizada a mesma moduladora no primário e no secundário, a função que define o comportamento do sinal de gatilho das chaves do secundário é a mesma que a das chaves do primário. Assim na Figura 12 é apresentada a análise da comutação na chave do lado secundário para diversos ângulos  $\varphi$ . Para validar o equacionamento foram plotados também alguns pontos coletados por simulação.

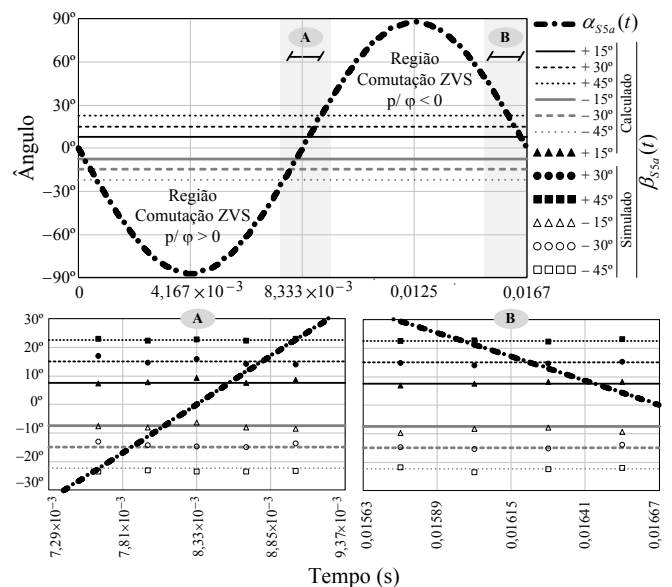


Fig. 12. Análise da comutação da chave inferior (S3a) do secundário.

Para a chave inferior do lado secundário (S6a) o comportamento é análogo ao da chave superior (S5a), sendo defasadas de 180°.

#### D. Estimativa de Perdas

Neste item encontra-se uma comparação das perdas nos interruptores do conversor proposto, com a versão trifásica do conversor de dois estágios apresentado em [34], onde o primeiro estágio é composto por um retificador PWM convencional (6 interruptores) e o segundo estágio por um conversor DAB trifásico (12 interruptores). Na Figura 13 são apresentados os dados referentes às perdas, onde: (a) tem-se os resultados do conversor proposto, com um indutor de entrada de 0,25 mH e uma frequência de chaveamento de 50 kHz; em (b) apresenta-se os resultados para o conversor de dois estágios, onde para manter a mesma ondulação da corrente de entrada do primeiro caso, utilizou-se um indutor de 1 mH; por fim em (c) buscou-se uma comparação com volume de magnéticos aproximadamente igual, aumentando-se a frequência de chaveamento do primeiro estágio para 160 kHz.

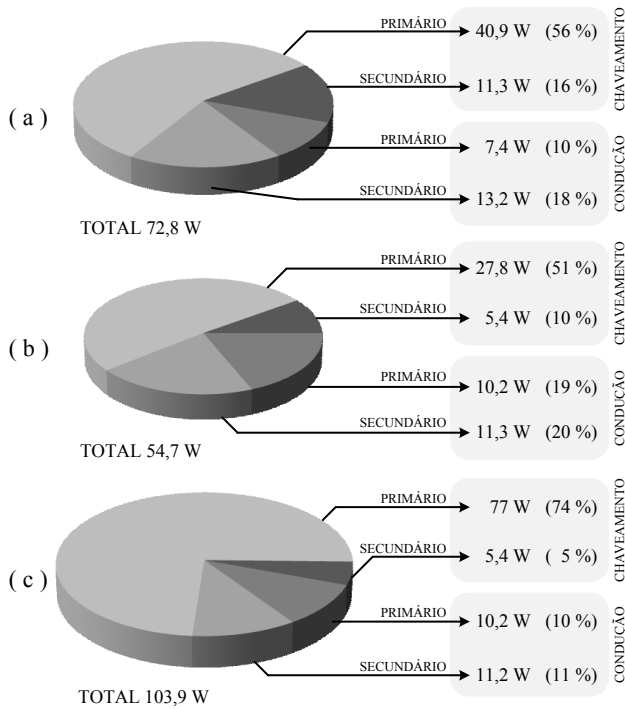


Fig. 13. Comparação das perdas: (a) Conversor proposto com  $f_s = 50\text{kHz}$ ; (b) Conversor 2 estágios com  $f_s = 50\text{kHz}$ ; e (c) Conversor 2 estágios com  $f_{s\text{ESTAGIO1}} = 160\text{kHz}$  e  $f_{s\text{ESTAGIO2}} = 50\text{kHz}$ .

Nota-se que comparado aos conversores com um volume de magnético mais próximo, o conversor proposto possui menos perdas. Contudo o transformador do conversor de dois estágios processa menos potência, em torno de 1675 VA, enquanto no conversor proposto tem-se 2050 VA.

### III. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O protótipo experimental, apresentado na Figura 14, foi construído a partir das especificações apresentadas na Tabela I, tendo seus principais componentes discriminados na Tabela II.

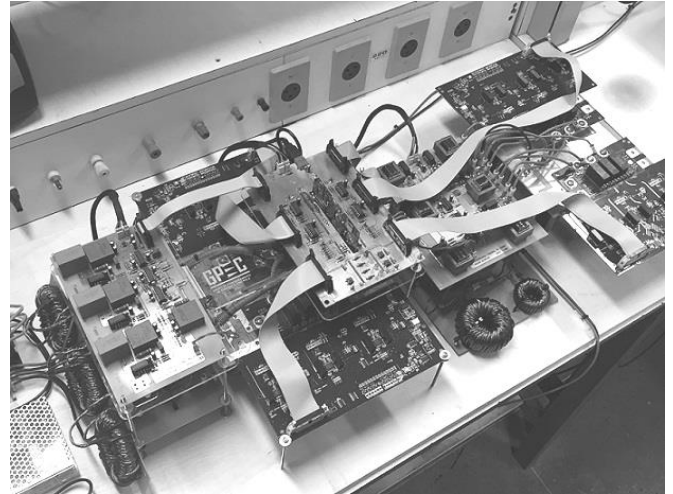


Fig. 14. Protótipo experimental.

**TABELA I**  
**Especificações de Projeto**

Tensão Eficaz da Rede de Alimentação	220 V
Frequência da Rede de Energia Elétrica	60 Hz
Tensão no Barramento Primário	400 V
Tensão no Barramento Secundário	227 V
Potência de Saída	1500 W
Frequência de Comutação	50 kHz

**TABELA II**  
**Lista dos Principais Componentes**

Módulos Trifásicos SiC 1.2kV/20A	Fabricante: Cree Modelo: CCS0220M12CM2
Drivers Isolados Trifásicos	Fabricante: Cree Modelo: CGD15FB45P
Sensores de Corrente 8A	Fabricante: LEM Modelo: HO8-NP/SP33
Sensores de Corrente 25A	Fabricante: LEM Modelo: HO25-NP/SP33
Sensores de Tensão (< 500V)	Fabricante: LEM Modelo: LV 20-P
Sensores de Tensão (< 1200V)	Fabricante: LEM Modelo: LV 25-P/SP5
Cpri	Fabricante: Epcos 940 $\mu\text{F}$ (8 x 470uF/450V)
Csec	Fabricante: Epcos 940 $\mu\text{F}$ (2 x 470uF/450V)
La, Lb e Lc	Fabricante: Magmattec Indutância: 0,4 mH
Lsa, Lsb e Lsc	Fabricante: Magmattec Indutância: 57,5 $\mu\text{H}$
Lmag	Fabricante: Thorton Indutância: 5 mH
Tx (Autotransformador)	Fabricante: Magmattec Núcleo MMT140T5020 Número Espiras: = 86+86
Ty	Fabricante: Magmattec Núcleo MMT139T6325 Número Espiras: = 85/49 (Np/Ns)

Para implementação do protótipo, optou-se por separar magneticamente o autotransformador (Tx), responsável pelo *interliving*, do transformador (Ty), onde são acoplados os enrolamentos primário e secundário.

As malhas de controle e monitoramento do conversor foram implementadas utilizando um processador de sinais digitais TMS320F28377D. Este processador possui como principais características: Processamento 200 MHz; Ponto

Flutuante (IEEE 754); Unidade Trigonométrica em *hardware* (TMU); 16 conversões analógica-digital (ADs) 12 bits; 24 saídas PWM (*Pulse Width Modulator*) de 12 bits; 512 kB de memória Flash; e 172 kB de memória RAM.

Na Figura 15 são mostradas as correntes nos indutores de entrada ( $I_{La}$ ,  $I_{Lb}$  e  $I_{Lc}$ ) junto com a tensão de fase  $V_{cn}$ . Nota-se que a malha de corrente tem uma boa resposta proporcionando um THD menor que 2%, com um fator de potência de 0,998, comprovando o funcionamento satisfatório do circuito de sincronismo (q-PLL).

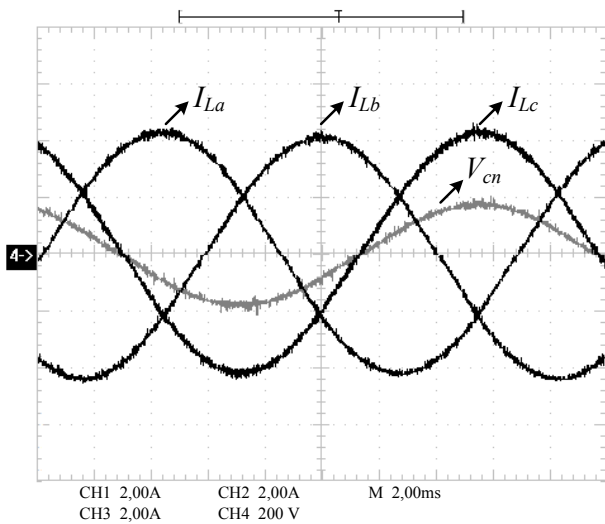


Fig. 15. Corrente  $I_{La}$  (Ch1: 2.00A/div), corrente  $I_{Lb}$  (Ch1: 2.00A/div), corrente  $I_{Lc}$  (Ch1: 2.00A/div) e tensão  $V_{cn}$  (Ch1: 200V/div).

Na Figura 16 são aplicados dois degraus de carga na saída do conversor. No instante  $t_0$  é aplicado um degrau negativo de 35% para 70%, e no instante  $t_1$  um degrau positivo de 70% para 35%. Tanto os controladores das tensões de barramento primário e secundário atuaram satisfatoriamente controlando as tensões em 400 V e 227 V, respectivamente, com um sobre sinal menor que 10% e um tempo de resposta de aproximadamente 100 ms.

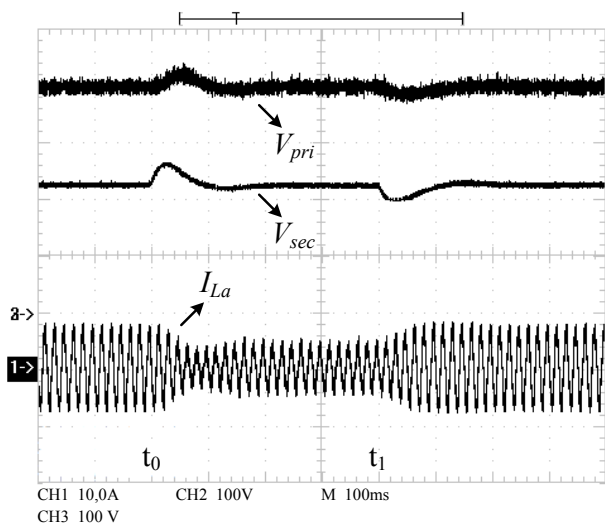


Fig. 16. Corrente de entrada  $I_{La}$  (Ch1: 10.0A/div), tensão no barramento primário  $V_{pri}$  (Ch2: 100V/div) e tensão no barramento secundário  $V_{sec}$  (Ch2: 100V/div).

Para validar o controle da corrente de magnetização, foi monitorada a corrente que circula por um dos indutores  $L_{mag}$ , que estão dispostos entre os braços de cada ponte completa. O sistema é iniciado com uma pequena diferença na razão cíclica em cada um dos braços, e em determinado instante o controle de saturação é ligado. Pode-se notar na Figura 17 que o controle atua rapidamente levando a corrente que estava com valor médio positivo, para um valor médio próximo de zero, evitando assim a saturação dos transformadores.

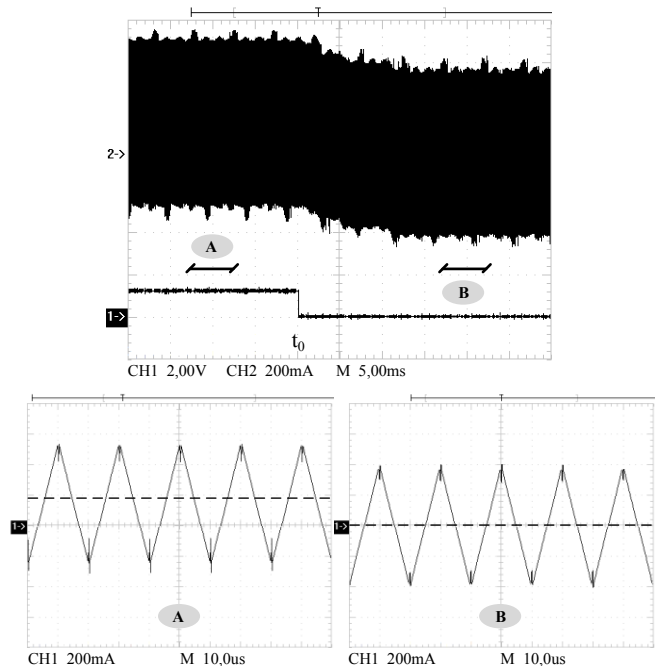


Fig. 17. Teste do controle da corrente de magnetização: (a) controle desligado e (b) controle ativo.

O rendimento do conversor proposto, que foi medido com o analisador de potência *Yokogawa PZ4000*, é apresentado na Figura 18.

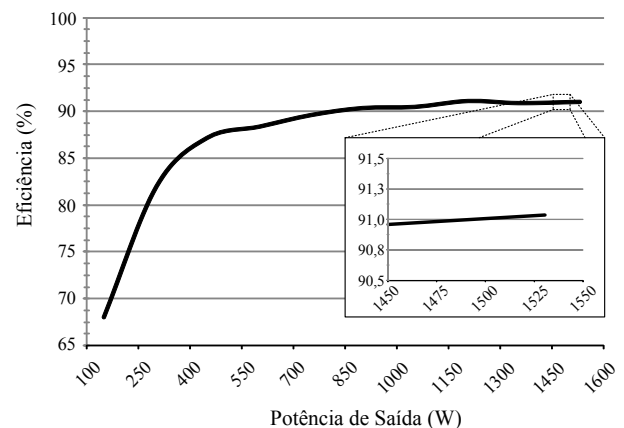


Fig. 18. Curva da eficiência do protótipo.

Para potência nominal, de 1500 watts, foi obtida uma eficiência de 91%. Deve-se considerar que os módulos utilizados são para uma tensão de 1200 V, e no protótipo implementado foi utilizado no primário 400 V e no secundário 227 V.

#### IV. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou o estudo de uma nova topologia CA-CC bidirecional de único estágio, com correção de fator de potência e isolamento em alta-frequência.

Um modelo fundamental que utiliza o conceito da modulação AM DSB foi proposto e validado por simulação. A potência ativa e reativa pode ser adequadamente estimada por este modelo simplificando a análise e projeto do conversor. Também utilizando este modelo, a análise da comutação foi realizada, mostrando que o conversor possui comutação não dissipativa em todas as chaves do secundário, e nas chaves do primário esta comutação ZVS ocorre durante aproximadamente meio ciclo da rede.

Foi implementado no laboratório um protótipo de 1,5 kW, onde se verificou um bom desempenho das malhas de controle de correntes e tensões (primário e secundário). Aplicando degraus de carga, tanto positivo quanto negativo, as malhas de controle apresentaram uma boa e rápida resposta, seguindo as referências estabelecidas. Para potência nominal o conversor proposto apresentou uma eficiência global de 91%.

#### AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao GPEC (Grupo de Processamento de Energia e Controle) e aos órgãos de fomento à pesquisa CNPq e CAPES.

#### REFERÊNCIAS

- [1] D. E. Burke, "Reflections on INTELEC 2014", *Bodo's Power Systems Magazine (Electronics in Motion and Conversion)*, pp. 22, Novembro 2014.
- [2] A. Pratt, P. Kumar, T. V. Aldridge, "Evaluation of 400V DC distribution in Telco and Data centers to Improve Energy Efficiency", in *Proc. of INTELEC*, pp. 32-39, 2007.
- [3] P. T. Cheng, T. L. Lee, C. T. Lee, "An autonomous harmonic filtering strategy for distributed energy resources converters in microgrid", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 14, no. 4, pp. 233-240, Dezembro 2009.
- [4] Z. Weichao, L. Haifeng, B. Zhou, L. Wei, G. Ran, "Review of DC technology in future smart distribution grid," in *Proc. of ISGT*, pp. 1-4, 2012.
- [5] W. Baochao, M. Sechilariu, F. Locment, "Intelligent DC microgrid with smart grid communications: Control strategy consideration and design", *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no. 4, pp. 2148-2156, Dezembro 2012.
- [6] S. Grillo, V. Musolino, L. Piegari, E. Tironi, C. Tornelli, "DC Islands in AC Smart Grids", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, nº 1, pp. 89-98, Janeiro 2014.
- [7] H. M. de Oliveira Filho, D. S. Oliveira Jr, C. E. de A e Silva, F. L. Tofoli, "ZVS bidirectional isolated three-phase DC-DC converter with dual phase-shift and variable duty cycle", in *Proc. INDUSCON*, pp. 1-8, 2012.
- [8] M. Stieneker, R. W. de Donker, "Dual-active Bridge DC-DC Converter Systems for Medium-voltage DC Distribution Grids", in *Proc. of COBEP/SPEC*, pp. 1-6, 2015.
- [9] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodríguez, *Grid Converteres for Photovoltaic and Wind Power Systems*, John Wiley & Sons, 1ª Edição, 2011.
- [10] W. Tsai-Fu, Y. Te-Hung, L. Yuan-Chuan, "An alternative approach to synthesizing single-stage converters with power-factor-correction feature", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 4, pp. 734-748, Agosto 1999.
- [11] B. Singh, S. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, "Comprehensive Study of Single-Phase AC-DC Power Factor Corrected Converters With High-Frequency Isolation", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 7, no. 4, pp. 540-556, Novembro 2011.
- [12] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, D. P. Kothari, "A review of three-phase improved power quality AC-DC converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 3, pp. 641-660, Junho 2004.
- [13] R. Garcia-Gil, J. M. Espi, E. J. Dede, E. Sanchis-Kilders, "A bidirectional and isolated three-phase rectifier with soft-switching operation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 3, pp. 765-773, Junho 2005.
- [14] C. Weilun, R. Zane, D. Seltzer, L. Corradini, "Isolated bidirectional DC/AC and AC/DC three-phase power conversion using series resonant converter modules and a three-phase unfold", in *Proc. of COMPEL*, pp. 1-6, 2014.
- [15] M. Kasper, C. W. Chen, D. Bortis, J. W. Kolar, G. Deboy, "Hardware verification of a hyper-efficient (98%) and super-compact (2.2kW/dm<sup>3</sup>) isolated AC/DC telecom power supply module based on multi-cell converter approach", in *Proc. of APEC*, pp. 65-71, 2015.
- [16] L. Gu, K. Jin, "A Three-Phase Isolated Bidirectional AC/DC Converter and its Modified SVPWM Algorithm", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.30, no.10, pp.5458-5468, Outubro 2015
- [17] J. W. Kolar, U. Drogenik, F. C. Zach, "VIENNA rectifier II-a novel single-stage high-frequency isolated three-phase PWM rectifier system", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, nº 4, pp. 674-691, Agosto 1999.
- [18] H. M. de Oliveira Filho, D. S. Oliveira Jr, "Dynamic Analysis of a ZVS Bidirectional Isolated Three-phase DC-DC Converter Using Phase-shift Control", in *Proc. of COBEP/SPEC*, pp. 1-6, 2015
- [19] D. S. Oliveira Jr, M. I. V. Batista, L. H. S. C. Barreto, P. P. Praca, "A bidirectional single stage AC-DC converter with high frequency isolation feasible to DC distributed power systems", in *Proc. of INDUSCON*, pp. 1-7, 2012.
- [20] W. M. dos Santos, D. C. Martins, "Introdução ao conversor DAB monofásico", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 19, nº 1, pp. 36-46, Fevereiro 2014.



- [21] G. V. T. Bascope, I. Barbi, "Generation of a family of non-isolated DC-DC PWM converters using new three-state switching cells", in *Proc. of PESC*, pp. 858-863, vol. 2, 2000.
- [22] D. S. Oliveira, D. de A Honorio, L. H. S. C. Barreto, P. P. Praca, A. Kunzea, S. Carvalho, "A two-stage AC/DC SST based on modular multilevel converter feasible to AC railway systems", in *Proc. of APEC*, pp. 1894-1901, 2014.
- [23] B. Cougo, T. Friedli, D. O. Boillat, J. W. Kolar, "Comparative Evaluation of Individual and Coupled Inductor Arrangements for Input Filters of PV Inverter Systems", in *Proc. of CIPS*, pp. 1-8, 2012.
- [24] E. H. Watanabe, R. M. Stephan, M. Aredes, "New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, n° 2, pp.697-703, Abril 1993.
- [25] M. Aredes, H. Akagi, E. H. Watanabe, E. Vergara Salgado, L. F. Encarnacao, "Comparisons Between the p-q and p-q-r Theories in Three-Phase Four-Wire Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, n° 4, pp. 924-933, Abril 2009.
- [26] E. M. Sasso, G. Sotelo, A. Ferreira, E. H. Watanabe, M. Aredes, P. G. Barbosa, "Investigação dos Modelos de Circuitos de Sincronismo Trifásicos Baseados na Teoria das Potências Real e Imaginária Instantâneas (p-PLL e q-PLL)", in *Proc. of CBA*, pp. 480-485, 2002.
- [27] H. D. Venable, "The k-factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis", in *Proc. of POWERCON*, pp. I2-1 - I2-17, 1983.
- [28] R. P. T. Bascopé, G. V. T. Bascopé, F. J. B. Brito Jr, S. Daher, "Multi-stage and Interleaved Converters with Passive Impedances for Current Sharing", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 19, n° 3, pp. 252-259, Junho/Agosto 2014.
- [29] L. C. S. Mazza, Luan, D. S. Oliveira Jr, F. L. M. Antunes, D. B. S. Alves, P. C. M. Campelo, F. J. L. Freire, "A Soft Switching Bidirectional DC-DC Converter with High Frequency Isolation Feasible to Photovoltaic System Applications", in *Proc. of PCIM*, pp.1-8, 2015.
- [30] L. Mazza, *Conversor CC-CC bidirecional DAB monofásico baseado na célula de comutação de três estados*. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, Brasil, 2015.
- [31] 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, Janeiro/Fevereiro 1991.
- [32] H. M. de Oliveira Filho, D. S. Oliveira Jr, P. P. Praça, "Steady-State Analysis of a ZVS Bidirectional Isolated Three-Phase DC-DC Converter Using Dual Phase-Shift Control With Variable Duty Cycle", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n° 3, pp. 1863-1872, Março 2016.
- [33] A. L. Kirsten, F. G. Carloto, T. H. de Oliveira, J. G. P. Roncalio, M. A. D. Costa, "Metodologia de Projeto do Ângulo de Defasagem Nominal para o Conversor DAB", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 19, n° 3, pp. 231-240, Junho/Agosto 2014.
- [34] H. S. Kim, M. H. Ryu, J. W. Baek, J. H. Jung, "High-Efficiency Isolated Bidirectional AC-DC Converter for a DC Distribution System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 1642-1654, Abril 2013.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Bruno Ricardo de Almeida**, nascido em Atibaia (SP), em 1987. Possui graduação tecnológica (2011) em Sistemas Eletrônicos, pelo Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina; e mestrado (2012) em Eletrônica de Potência, pela Universidade Federal do Ceará.

Atualmente doutorando em Eletrônica de Potência, pela Universidade Federal do Ceará, fazendo parte do Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) e sendo membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP). Como principais áreas de interesse destacam-se: Eletrônica de potência com ênfase em conversores CA-CC bidirecionais; energias renováveis; e controle digital aplicado a conversores eletrônicos.

**Demercil de Souza Oliveira Junior**, possui graduação (1999) e mestrado (2001) em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia, e doutorado (2004) pela Universidade Federal de Santa Catarina.

Atualmente é professor associado na Universidade Federal do Ceará, onde faz parte do Grupo de Processamento de Energia e controle (GPEC). É membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e *senior member* do IEEE. Como áreas de interesse destacam-se: Conversores estáticos em geral; Transformadores de estado sólido; Comutação não dissipativa; e aplicações em energias renováveis.