

# CONVERTOR DUAL ACTIVE BRIDGE CA-CA COM PORTA EM MEIA PONTE PARA TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO

Gabriel G. Facchinello, Lucas L. Brighenti, Sérgio L. Brockveld Junior, Walbermark M. dos Santos, Roberto F. Coelho, Denizar C. Martins

Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC, Instituto de Eletrônica de Potência - INEP, Florianópolis – SC, Brasil  
e-mail: gabriel.facchinello@inep.ufsc.br, lucasbrighenti@gmail.com, sergiobrock03@gmail.com, walbermark@inep.ufsc.br, roberto@inep.ufsc.br, denizar@inep.ufsc.br

**Resumo** – Este artigo apresenta uma topologia de conversor de estado sólido caracterizado por permitir a conversão direta ca-ca por meio de um barramento alternado modulado em alta frequência. Tal topologia é obtida a partir de um conversor em ponte completa e de um em meia ponte, interligados pelos pontos intermediários dos braços, via transformador de alta frequência. O acionamento do conversor é realizado empregando-se modulação por deslocamento de fase, sendo que a potência transferida entre as portas é controlada pelo ângulo de defasagem entre os comandos dos interruptores de cada ponte. Além de permitir fluxo bidirecional de potência, a topologia possibilita a utilização da indutância de dispersão do transformador como elemento de transmissão de energia e requer reduzido número de componentes passivos. Por estas características, torna-se vantajosa quando aplicada em redes inteligentes. A validação da operação do conversor proposto é realizada tanto por simulação quanto experimentalmente, a partir de um protótipo de 600 VA.

**Palavras-Chave** – Dual Active Bridge, Dual Active Half Bridge, Redes Ativas, Transformador de Estado Sólido.

## AC-AC HYBRID DUAL ACTIVE BRIDGE CONVERTER WITH HALF BRIDGE PORT FOR SOLID STATE TRANSFORMERS

**Abstract** – This paper presents a solid state converter topology featured to allow direct ac-ac conversion through an alternated bus modulated at high frequency. The proposed topology consists of a full-bridge and a half-bridge converters, connected through a high-frequency link. To perform the converter operation, phase shift modulation is employed. The power transferred between the ports is controlled by the shift angle between the switches commands. The proposed converter is proper to be applied in smart grids, since it presents advantages like bidirectional power flow, possibility to use the transformer leakage inductance as power transmission element and employment of reduced number of passive components. The validation of the converter operation is accomplished by simulation and experimentation, from a 600 VA prototype.

**Keywords** – Dual Active Bridge, Dual Active Half Bridge, Smart Grids, Solid State Transformer.

### I. INTRODUÇÃO

As fontes renováveis de energia estão entre os principais tópicos de pesquisa da atualidade, devido principalmente ao apelo ambiental e à busca por diversificação da matriz energética. Adicionalmente, a proximidade entre os centros de geração e de consumo possibilita o aumento da capacidade do sistema de distribuição, tornando-o mais tolerante a transientes e faltas, além de permitir maior confiabilidade de fornecimento de energia elétrica [1], [2].

No entanto, a utilização de geração distribuída aumenta a complexidade do sistema de potência, demandando uma rede de distribuição inteligente e capaz de gerenciar ativamente o fluxo de potência global [3], [4]. Assim sendo, uma importante etapa para que no futuro a implementação das redes inteligentes de energia se concretize, consiste na integração entre a eletrônica de potência e os sistemas de distribuição de energia elétrica. Tal integração, baseada no emprego de equipamentos que operam em alta ou média frequência, permitirá a gradativa substituição dos transformadores de baixa frequência convencionais por transformadores de estado sólido (SST, do inglês *Solid State Transformers*).

Tipicamente, transformadores convencionais apresentam uma série de características que os tornam elementos indispensáveis em redes de distribuição [5], como, por exemplo, transformação de potencial, isolamento galvânica, desacoplamento de ruídos e robustez. Por sua vez, transformadores de estado sólido possuem vantagens como menor peso, menor volume, capacidade de controlar o fluxo de potência ativa e reativa e capacidade de compensar as quedas de tensão em sua saída, além de prover proteção contra sobrecorrentes [1].

Apesar das vantagens, a tendência de substituição dos transformadores convencionais por SSTs, todavia, depende ainda de soluções que tornem a tecnologia madura, robusta e economicamente viável. Cabe ressaltar que, no cenário atual, custo e robustez são fatores que pesam a favor dos transformadores convencionais de baixa frequência.

Cronologicamente, a primeira topologia de conversor ca-ca com isolamento galvânico e controle do fluxo de potência foi proposta por W. McMurray [6], sendo considerado como o primeiro SST publicado na literatura técnica. Essa topologia, ilustrada na Figura 1 (a), utilizava quatro interruptores de quatro quadrantes, dois no lado primário e dois no lado secundário do transformador. Os interruptores  $S_{11}$  e  $S_{12}$  operavam de forma complementar com 50% de

---

Artigo submetido em 03/08/2016. Primeira revisão em 17/10/2016. Aceito para publicação em 30/12/2016 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

razão cíclica, assim como os interruptores  $S_{21}$  e  $S_{22}$ . A tensão  $v_2$  mantinha-se regulada por meio do controle da defasagem entre os pulsos de acionamento dos dois pares de interruptores.

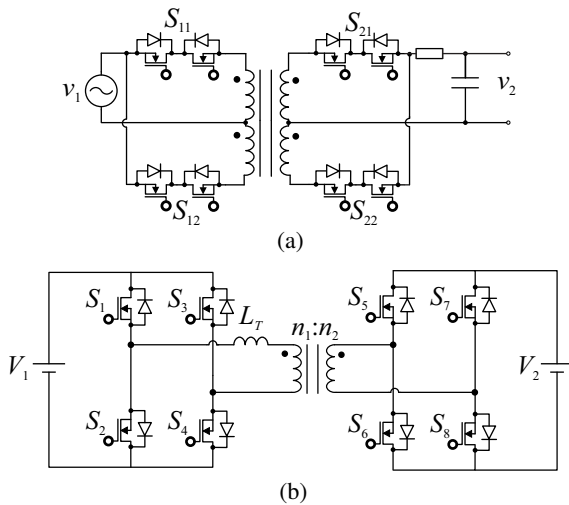


Fig. 1. (a) Topologia de SST proposta por [6]. (b) Conversor cc-cc *Dual-Active-Bridge* proposto por [7].

Uma segunda topologia aplicada a mesma finalidade é ilustrada Figura 1 (b). Este conversor, denominado por *Dual-Active-Bridge* (DAB), foi proposto por [7] e consiste de dois conversores em ponte completa acoplados magneticamente por um transformador de alta frequência, onde todos os semicondutores podem trabalhar com regiões de comutação suave [8]. A potência transferida entre as portas pode ser controlada mediante a defasagem entre os sinais de comando dos interruptores [9]. Algumas características de destaque do conversor DAB são: componentes de filtragem de alta frequência reduzidos, fluxo de potência bidirecional, baixa sensibilidade a elementos parasitas e modularidade [7].

Como aperfeiçoamento do conversor DAB, [10] também apresenta uma topologia similar à ilustrada na Figura 1 (b). Desde então, várias novas propostas utilizando conversão direta ca-ca para uso em SSTs vêm sendo propostas na literatura, sejam de múltiplos estágios [11], [12] ou de estágio único [5], [13].

Dentro deste contexto, este artigo propõe uma topologia que possibilita conversão ca-ca de forma direta, por meio da utilização de um conversor em ponte completa na Porta 1 e um conversor em meia ponte na Porta 2, ambos com interruptores de quatro quadrantes, tal como na Figura 2. A principal vantagem na utilização da conversão ca-ca direta consiste na diminuição no número de semicondutores conectados em série no caminho da corrente, implicando aumento da eficiência do sistema [1].

A estrutura em meia ponte, conectada ao secundário do transformador, Porta 2, possibilita que o enrolamento do transformador esteja submetido à metade da tensão desta porta, além de ocasionar redução do número de semicondutores ativos e de circuitos de acionamento. Adicionalmente, os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  estarão sempre em série com o enrolamento do secundário do transformador [14], eliminando a necessidade de emprego de capacitores de

desacoplamento de nível médio, que poderiam levar o transformador à saturação [14].

Cabe ainda enfatizar que estruturas em meia ponte são vantajosas em relação às em ponte completa quando os níveis de potência processada são reduzidos [15], pois há menor solicitação de corrente nos semicondutores. Portanto, entende-se que na configuração apresentada, a Porta 2 destina-se a conexões com cargas/fontes que absorvam/gerem correntes reduzidas e, conseqüentemente, tensões elevadas. Em contrapartida, na Porta 1 surgirão correntes elevadas e tensões reduzidas, daí o fato de ter-se utilizado a configuração em ponte completa.

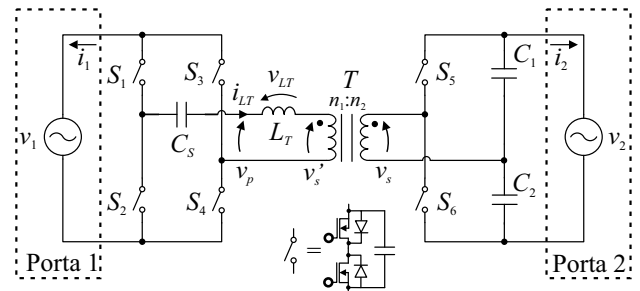


Fig. 2. Conversor proposto para conversão direta ca-ca.

Neste artigo, estratégias de controle não serão abordadas, sendo dado enfoque ao estudo do estágio de potência em malha aberta. Além da apresentação de requisitos de especificação e dimensionamento do conversor, características importantes, como a bidirecionalidade, são avaliadas experimentalmente. Uma estratégia para controle da topologia pode ser encontrados em [16], que traz uma proposta para controlar o fluxo de potência entre as portas.

## II. TOPOLOGIA PROPOSTA E ETAPAS DE OPERAÇÃO

Na topologia em análise, apresentada na Figura 2, a transferência de potência dá-se pela defasagem entre as tensões dos enrolamentos do transformador, sendo que sua indutância de dispersão deve ser utilizada como meio de transferência de potência, embora seja comum adicionar-se uma indutância externa em série com o transformador, de forma a limitar a potência transferida, diminuir os picos de corrente e permitir a comutação suave dos interruptores. Esta indutância externa é o principal elemento de transferência de potência do circuito [7]. À indutância resultante da soma entre as indutâncias externa e de dispersão do transformador dá-se o nome de indutância de transmissão.

Para que o conversor seja bidirecional em tensão e em corrente, os interruptores devem ser de quatro quadrantes; desta forma, torna-se possível a conversão direta ca-ca. Em termos práticos, os interruptores de quatro quadrantes são formados por associações de transistores e diodos. Uma associação bastante difundida na literatura consiste de dois transistores de dois quadrantes (diodo em antiparalelo) conectados em antissérie, como é mostrado no detalhe da Figura 2. O capacitor paralelo é usado para evitar o bloqueio dos interruptores enquanto há corrente circulando no indutor de transmissão  $L_T$ , fato que poderia causar sobretensões destrutivas ao circuito.

Mediante a possibilidade de surgimento de nível médio de corrente no enrolamento do transformador conectado à Porta

1, devido ao tempo morto e à existência de variações paramétricas entre os interruptores na estrutura em ponte completa, uma estratégia deve ser utilizada para evitar que o núcleo do transformador sature, causando danos aos semicondutores. À priori, uma malha para controle da corrente poderia ser empregada para anular o valor médio da corrente, entretanto, essa alternativa necessitaria de um sensor de corrente adicional, tornando o sistema mais complexo e mais oneroso. Assim, o cancelamento do valor médio da corrente foi realizado inserindo-se um capacitor em série com o enrolamento primário do transformador.

Para analisar o funcionamento do conversor, considera-se que o transformador  $T$  é ideal e com relação de transformação  $a = n_2/n_1$  e que os capacitores de  $C_1$  e  $C_2$  são idênticos e com capacitância suficientemente grande para manter a tensão em seus terminais constante no período de comutação. Além disso, considera-se o emprego de modulação *phase-shift* de dois níveis, conforme é apresentado na Figura 3, onde o controle do fluxo de potência entre as portas é realizado pelo ângulo de defasagem entre os comandos dos interruptores da Porta 1 e da Porta 2, resultando em defasagem entre as tensões  $v_p$  e  $v_s$ .

As principais formas de onda para uma defasagem positiva entre as tensões das pontes (potência fluindo da Porta 1 para a Porta 2) são apresentadas na Figura 4.

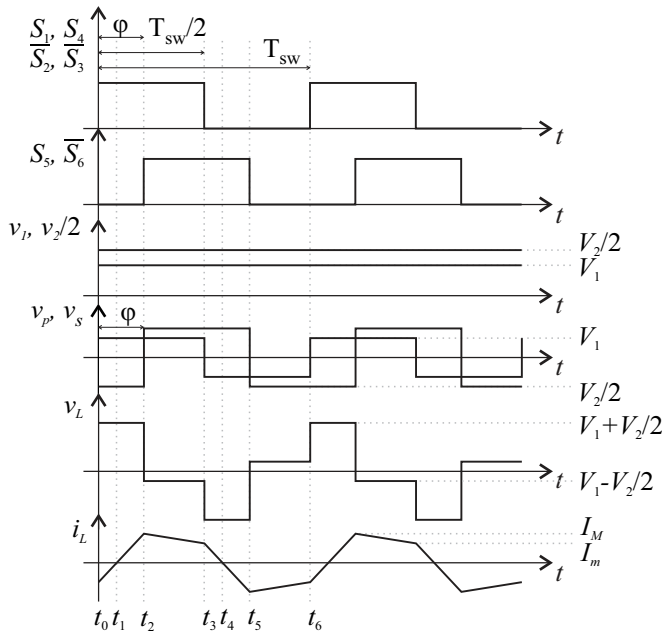


Fig. 3. Principais formas de onda do conversor.

As seis etapas de operação do conversor são ilustradas na Figura 5 e descritas da seguinte forma:

- Etapa 1 ( $t_0 - t_1$ ): inicia-se quando os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  são comandados a conduzir. Durante este intervalo, a corrente no indutor  $L_T$  apresenta valores negativos, com taxa de inclinação positiva. Enquanto a corrente no capacitor  $C_1$  é negativa e constante, alimentando diretamente a carga ( $i_2$ ), a corrente no capacitor  $C_2$  é positiva e decrescente. Nessa condição, toda a ondulação da corrente atravessa  $C_2$ . Esta etapa finaliza-se quando a corrente no indutor se anula.

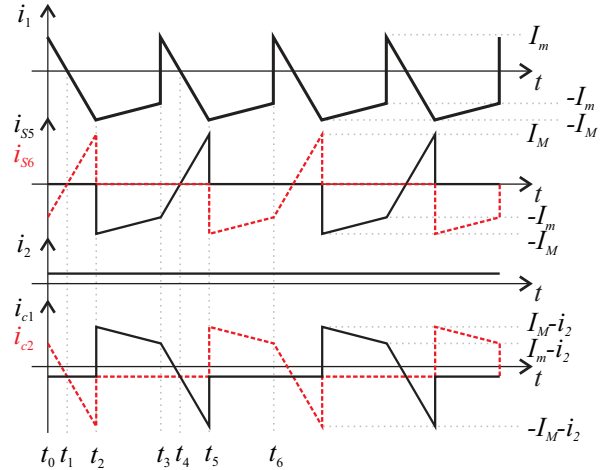


Fig. 4. Forma de onda de corrente da Porta 1, nos interruptores  $S_5$  e  $S_6$ , Porta 2 e nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .

- Etapa 2 ( $t_1 - t_2$ ): inicia-se quando a corrente no indutor  $L_T$  se anula e os interruptores  $S_1$ ,  $S_4$  e  $S_6$  são mantidos em condução (não sofrendo alteração em relação à etapa anterior). Durante este intervalo, a corrente no indutor  $L_T$  é positiva e crescente. As correntes nos capacitores se mantêm com o mesmo comportamento da etapa 1. A finalização desta etapa ocorre quando o interruptor  $S_6$  é comandado a bloquear e o interruptor  $S_5$  é comandado a conduzir.
- Etapa 3 ( $t_2 - t_3$ ): inicia-se quando o interruptor  $S_6$  é comandado a bloquear e  $S_5$  a conduzir. Neste momento, a tensão sobre o indutor é dada pela diferença entre a tensão da Porta 1 e metade da tensão da Porta 2, que no caso ilustrado ( $V_1 < V_2/2$ ) torna-se negativa, fazendo com que a corrente no indutor decresça linearmente com uma taxa menor que a das etapas anteriores. Nesta etapa, a carga é alimentada pela corrente no capacitor  $C_2$ , enquanto o capacitor  $C_1$  absorve a ondulação de corrente. Esta etapa finaliza-se quando os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  bloqueiam e os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  são comandados a conduzir.
- Etapa 4 ( $t_3 - t_4$ ): inicia-se quando os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  são comandados a bloquear e  $S_2$  e  $S_3$  são comandados a conduzir. Nesta etapa a tensão sobre o indutor é dada pela soma das tensões  $-V_1$  e  $-V_2/2$ , fazendo com que a corrente, com valor positivo, comece a decrescer linearmente com elevada taxa de inclinação. A carga continua sendo alimentada pelo capacitor  $C_2$ , percorrido por uma corrente negativa e constante, enquanto a ondulação de corrente é absorvida pelo capacitor  $C_1$ . De forma semelhante à etapa 1, esta etapa finaliza-se quando a corrente no indutor chega à zero.
- Etapa 5 ( $t_4 - t_5$ ): inicia-se quando a corrente no indutor  $L_T$  se anula e os interruptores  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_5$  continuam conduzindo. Durante esta etapa, a corrente no indutor continua a decrescer com a mesma taxa de variação da etapa anterior, porém, o sentido da corrente passa a ser negativo. Os capacitores mantêm o mesmo comportamento da etapa anterior. A presente etapa finaliza-se quando o interruptor  $S_5$  é comandado a bloquear e o interruptor  $S_6$  a conduzir.

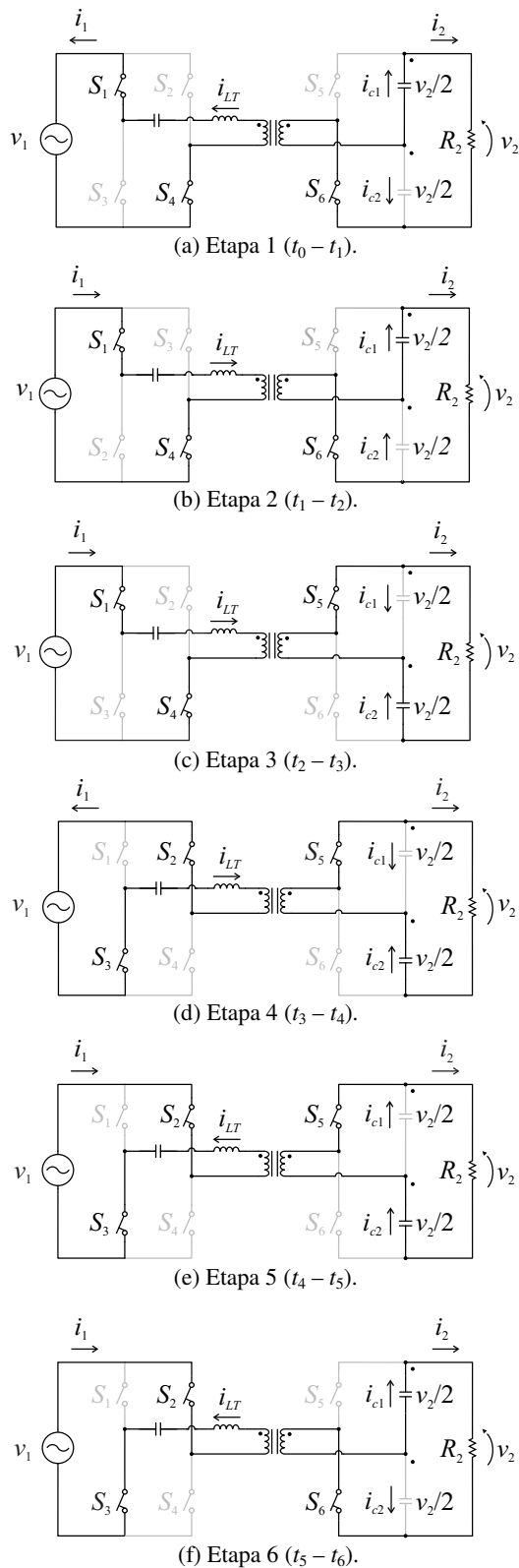


Fig. 5. Etapas de operação do conversor proposto.

Etapa 6 ( $t_5 - t_6$ ): inicia-se quando o interruptor  $S_5$  é comandado a bloquear e o interruptor  $S_6$  a conduzir. Nesta etapa, a corrente no indutor passa a crescer linearmente, pois a tensão sobre ele é positiva. A carga passa a ser alimentada pelo capacitor  $C_1$ , enquanto  $C_2$  absorve a ondulação de corrente. Esta etapa é finalizada com o bloqueio dos

interruptores  $S_2$  e  $S_3$  e com o início da condução dos interruptores  $S_1$  e  $S_4$ .

### III. ANÁLISE MATEMÁTICA

A análise matemática do conversor é realizada a partir das formas de onda apresentadas na Figura 3. As equações que ilustram o comportamento da corrente do indutor nas etapas de operação descritas anteriormente são:

$$i_{L(1)}(t) = -I_m + \frac{V_1 + V_2' / 2}{L_T} (t - t_0) \rightarrow \{t_0 \leq t < t_2\} \quad (1)$$

$$i_{L(2)}(t) = I_M + \frac{V_1 - V_2' / 2}{L_T} (t - t_2) \rightarrow \{t_2 \leq t < t_3\} \quad (2)$$

$$i_{L(3)}(t) = I_m - \frac{V_1 + V_2' / 2}{L_T} (t - t_3) \rightarrow \{t_3 \leq t < t_5\} \quad (3)$$

$$i_{L(4)}(t) = -I_M - \frac{V_1 - V_2' / 2}{L_T} (t - t_5) \rightarrow \{t_5 \leq t < t_6\} \quad (4)$$

onde:

- $i_L$  - corrente instantânea no indutor  $L_T$  [A];
- $I_m$  - valor mínimo da corrente do indutor na etapa 3 [A];
- $I_M$  - valor máximo da corrente do indutor na etapa 3 [A];
- $V_1$  - valor médio da tensão da Porta 1 [V];
- $V_2'$  - tensão da Porta 2 referida ao lado primário [V];
- $L_T$  - indutor de transmissão [H].

#### A. Corrente na Porta 1 (Período de Comutação)

Para cálculo do valor médio da corrente na Porta 1, adotam-se as seguintes relações:

$$t_0 = 0, t_2 = \frac{\varphi T_{sw}}{2\pi}, t_3 = \frac{T_{sw}}{2}, t_5 = \frac{(\varphi + \pi) T_{sw}}{2\pi}, t_6 = T_{sw} \quad (5)$$

$$t = \frac{\alpha T_{sw}}{2\pi}, \alpha_0 = 0, \alpha_2 = \varphi, \alpha_3 = \pi \quad (6)$$

$$\omega_{sw} = \frac{2\pi}{T_{sw}}, V_2' = \frac{V_2}{a} \quad (7)$$

onde:

- $T_{sw}$  - período de comutação [s];
- $\alpha$  - variável angular em [rad];
- $\varphi$  - ângulo de defasagem [rad];
- $V_2$  - valor médio da tensão na Porta 2 [V];
- $a$  - relação de transformação  $n_2/n_1$ ;
- $\omega_{sw}$  - frequência angular [rad/s].

A partir da Figura 4, sabe-se que  $i_{L(1)}(t_2) = I_M$  e  $i_{L(2)}(t_3) = I_m$ , então:

$$I_M + I_m = \frac{V_1 + V_2' / 2a}{\omega_{sw} L_T} \varphi \quad (8)$$

$$I_m - I_M = \frac{V_1 - V_2' / 2a}{\omega_{sw} L_T} (\pi - \varphi). \quad (9)$$

Assim, manipulando-se (8) e (9), encontra-se:

$$I_M = \frac{V_1(2\varphi - \pi) + V_2\pi/2a}{2\omega_{sw}L_T}. \quad (10)$$

Como a corrente da Porta 1 é periódica em meio período de comutação, a integral para cálculo de seu valor médio pode ser feita no intervalo  $t_0-t_3$ , conforme:

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \left[ \int_0^\varphi i_{L(1)}(\alpha) d\alpha + \int_\varphi^\pi i_{L(2)}(\alpha) d\alpha \right]. \quad (11)$$

Com a substituição de (1), (2), (6), (7), (8) e (9) em (11), obtém-se:

$$I_1 = \frac{V_2}{2a\omega_{sw}L_T} \varphi \left( 1 - \frac{\varphi}{\pi} \right). \quad (12)$$

O valor eficaz da corrente na Porta 1, em um período de comutação, pode ser calculado por:

$$I_{1rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \int_0^\varphi i_{L(1)}^2(\alpha) d\alpha + \int_\varphi^\pi i_{L(2)}^2(\alpha) d\alpha \right]} \quad (13)$$

$$I_{1rms} = \sqrt{\frac{V_1V_2\varphi^3\pi^2}{48(L_T\omega_{sw})^2} A_1} \quad (14)$$

$$A_1 = \frac{4V_1}{V_2\varphi^3} + \frac{V_2}{V_1\varphi^3a^2} + \frac{24}{\varphi\pi^2a} - \frac{16}{\pi^3a} - \frac{4}{\varphi^3a}. \quad (15)$$

### B. Corrente na Porta 1 (Período da Rede)

A Figura 6 apresenta as formas de onda de corrente em meio período de rede. As tensões senoidais nas Portas 1 e 2 são definidas por:

$$v_1(\theta) = \sqrt{2}V_{1rms} \sin \theta \quad (16)$$

$$v_2(\theta) = \sqrt{2}V_{2rms} \sin \theta \quad (17)$$

onde:

$V_{1rms}$  - valor eficaz da tensão na Porta 1 [V];

$V_{2rms}$  - valor eficaz da tensão na Porta 2 [V];

$\theta$  - variável angular na frequência da rede [rad/s].

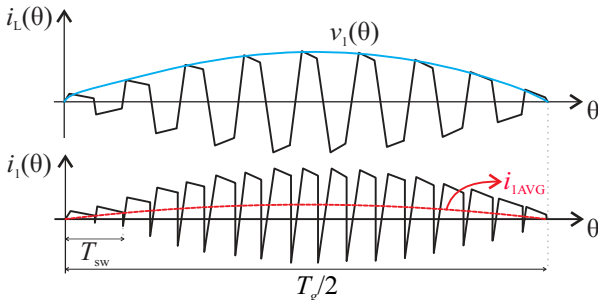


Fig. 6. Formas de onda da corrente em meio período de rede.

Considerando  $f_{grid} \ll f_{sw}$ , o comportamento da corrente no tempo pode ser simplificado por:

$$i_i(\theta) = \frac{\sqrt{2}V_{2rms}}{2a\omega_{sw}L_T} \varphi \left( 1 - \frac{\varphi}{\pi} \right) \sin(\theta). \quad (18)$$

O valor eficaz da corrente é obtido de forma semelhante, substitui (16) e (17) em (14) e (15), obtendo-se:

$$i_{1rms}(\theta) = \sqrt{\frac{\varphi^3\pi^2}{48(L_T\omega_{sw})^2} A_1(\theta) v_1(\theta) v_2(\theta)}. \quad (19)$$

Aplicando a definição de valor eficaz em (19):

$$I_{1rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{1rms}^2(\theta) d\theta} \quad (20)$$

$$I_{1rms} = \sqrt{\frac{V_{1rms}V_{2rms}\varphi^3}{48(L_T\omega_{sw})^2} A_2} \quad (21)$$

$$A_2 = \frac{4V_{1rms}}{V_{2rms}\varphi^3} + \frac{V_{2rms}}{V_{1rms}\varphi^3a^2} + \frac{24}{\varphi\pi^2a} - \frac{16}{\pi^3a} - \frac{4}{\varphi^3a}. \quad (22)$$

### C. Transferência de Potência

A potência ativa transferida pelas portas pode ser obtida por:

$$P_1 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_1(\theta) i_1(\theta) d\theta \quad (23)$$

$$P_1 = \frac{V_{1rms}V_{2rms}}{2a\omega_{sw}L_T} \varphi \left( 1 - \frac{\varphi}{\pi} \right). \quad (24)$$

A máxima transferência de potência acontece teoricamente quando a defasagem entre as pontes é de 90° [7]. Essa consideração resulta em um parâmetro que possibilita definir o valor máximo da indutância necessária para transmitir a máxima potência nesta condição.

Como a circulação de reativos é elevada para ângulos de defasagem acima de 45° [9], assume-se este valor de defasagem como o ponto de operação ideal do conversor. Dessa forma, substituindo  $\varphi = \pi/4$  em (24), obtém-se o valor máximo de indutância, conforme:

$$L_{max} = \frac{3}{32} \frac{V_{1rms}V_{2rms}\pi}{a\omega_{sw}P_o}. \quad (25)$$

### D. Capacitor de Bloqueio de Corrente CC

O critério usual para dimensionar o capacitor de bloqueio da corrente cc no transformador utiliza-se da frequência de ressonância ( $f_o$ ) do par indutor/capacitor de bloqueio (LC), que resulta em:

$$C_s \geq \frac{1}{4\pi^2 f_o^2 L_T} \quad (26)$$

onde:

$C_s$  - capacitor de bloqueio da corrente cc [F];

$f_o$  - frequência de ressonância do par LC [Hz].

A frequência de ressonância desejada para o par LC é definida em relação à frequência de comutação. Tipicamente adota-se  $f_o = f_{sw}/10$  [17].

## IV. PROJETO

### A. Especificações de Projeto

Para validar as análises teóricas, foram realizadas simulações numéricas e testes experimentais a partir de um

protótipo do conversor proposto, ilustrado na Figura 7. As especificações consideradas estão apresentadas na Tabela I.

**TABELA I**  
**Parâmetros do Conversor Implementado**

Parâmetros	Valores
Indutância $L_T$	0,180 mH
Frequência de comutação $f_{sw}$	50 kHz
Ângulo nominal de defasagem $\phi$	45°
Frequência da rede $f_r$	60 Hz
Relação de transformação $a$	0,5
Capacitores $C_1$ e $C_2$	1 $\mu$ F
Potência total $P_o$	600 W
Valor eficaz da tensão na Porta 1	220 V
Valor eficaz da tensão na Porta 2	220 V

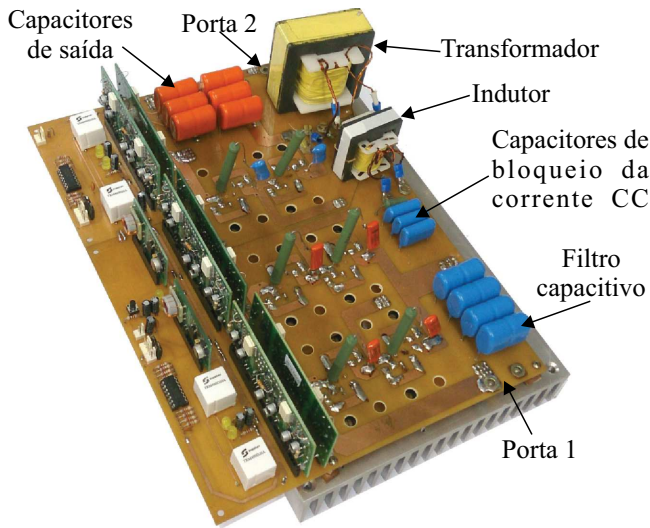


Fig. 7. Protótipo utilizado nos testes experimentais.

### B. Transformadores e Indutores de Alta Frequência

A indutância de transmissão é uma das primeiras grandezas a ser dimensionada, pois está diretamente relacionada com os picos de corrente e com a potência transferida. O valor desta indutância é definido por (25) que, com os parâmetros especificados na Tabela I, resulta em 151,3  $\mu$ H.

Definida a indutância necessária, parte-se para o projeto do transformador, pois este elemento possui indutâncias de dispersão que fazem parte da indutância de transmissão. A metodologia empregada para os cálculos e fabricação do transformador e do indutor de alta frequência seguem os procedimentos propostos em [18], sendo as principais equações descritas a seguir:

$$A_p = \left( \frac{S_{total} \cdot 10^4}{k_f B_{max} f_{sw} k_u k_j} \right)^x \quad [cm^4] \quad (27)$$

$$S_{total} = \begin{cases} V_p I_p + V_s I_s & \text{Transformador} \\ V_L I_L & \text{Indutor} \end{cases} \quad (28)$$

$$n_p = \frac{V_{p,L} \cdot 10^4}{k_f B_{max} f_{sw} A_c} \quad (29)$$

$$J = k_j A_p^y \quad [A/cm^2] \quad (30)$$

$$L_T = \frac{\mu_0 n_L^2 A_c}{l_{gap}} \quad [H] \quad (31)$$

$$P_{nucleo} = k_f^m B_{max}^n Vol \quad [W] \quad (32)$$

$$P_{cobre} = I_{p,s,L}^2 R_{p,s,L} MLT \quad [W] \quad (33)$$

onde:

- $A_p$  - produto das áreas  $A_c$  e  $W_a$  [ $cm^4$ ];
- $A_c$  - área da coluna central do núcleo [ $cm^2$ ];
- $W_a$  - área da janela do núcleo [ $cm^2$ ];
- $B_{max}$  - máxima densidade de fluxo [T];
- $k_f$  - fator de forma: 4,0 para forma de onda quadrada;
- $k_u$  - fator de utilização do núcleo;
- $k_j$  - fator de temperatura:  $k_j = 534$  ( $\Delta T = 50$  °C);
- $J$  - densidade de corrente [ $A/cm^2$ ];
- $x$  - fator de geometria do núcleo:  $x = 1,14$ ;
- $y$  - fator de geometria do núcleo:  $y = -0,12$ ;
- $S_{total}$  - potência aparente total [VA];
- $V_p$  - valor eficaz da tensão no primário do trafo [V];
- $I_p$  - valor eficaz da corrente no primário do trafo [A];
- $V_s$  - valor eficaz da tensão no secundário do trafo [V];
- $I_s$  - valor eficaz da corrente no secundário do trafo [A];
- $V_p$  - valor eficaz da tensão no indutor [V];
- $I_p$  - valor eficaz da corrente no indutor [A];
- $n_L$  - número de espiras do indutor;
- $l_{gap}$  - comprimento do entreferro [cm];
- $P_{nucleo}$  - perdas do núcleo [W];
- $k$  - coeficiente da equação de Steinmetz:  $k = 0,613$ ;
- $m$  - coeficiente da equação de Steinmetz:  $m = 1,430$ ;
- $n$  - coeficiente da equação de Steinmetz:  $n = 1,368$ ;
- $Vol$  - volume do núcleo [ $cm^3$ ];
- $P_{cobre}$  - perdas em cada enrolamento [W];
- $R_{p,s,L}$  - resistência dos enrolamentos [ $\Omega/cm$ ];
- $MLT$  - comprimento médio da espira [cm].

Os coeficientes da equação de Steinmetz foram obtidos a partir das curvas fornecidas pelo fabricante Thornton. Os valores eficazes de  $V_{p,s,L}$  e  $I_{p,s,L}$  foram obtidos por simulação. Os coeficientes  $x$ ,  $y$  e  $k_j$  dependem da geometria do núcleo e são descritos em [18]. A Tabela II apresenta os principais valores de projeto dos elementos magnéticos.

**TABELA II**  
**Parâmetros do Transformador e Indutor**

Parâmetros	Transformador	Indutor
Potência aparente $S_{total}$	1591,0 VA	762,2 VA
Elevação de temperatura	25 K	
Máxima densidade de fluxo $B_{max}$	0,04 T	0,1 T
Fator de utilização do núcleo $k_u$	0,4	0,7
Núcleo (Thornton - IP12)	NEE-63/33/26	NEE-42/33/26
Número de espiras do primário	75	31
Número de espiras do secundário	38	-
Indutância de dispersão/indutância	16 $\mu$ H	136 $\mu$ H
Indutância magnetizante	70 mH	-
Resistência ca (50 kHz)	870 m $\Omega$	365 m $\Omega$
Valor eficaz da corrente (período da rede)	Primário: 2,5 A Secundário: 5,0 A	2,5 A
Corrente máxima	4,3 A	8,6 A
Eficiência medida	98,7%	

O valor máximo da corrente no indutor  $L_T$  e nos interruptores do conversor da Porta 1 são definidos por (10),

resultando em 4,3 A, enquanto o valor eficaz da corrente é dada por (21), que resulta em 2,5 A. No secundário do transformador a corrente pode ser calculada pela relação de transformação  $a$ .

Para o dimensionamento dos núcleos e enrolamentos, priorizou-se manter o rendimento elevado (maior que 98%), tornando a baixa densidade de potência, um critério secundário. O núcleo do transformador é de ferrite IP12 do fabricante Thornton modelo NEE-65/33/26, escolhido principalmente devido à disponibilidade no laboratório. O enrolamento primário é composto por 75 espiras com 3 fios 24AWG em paralelo para reduzir as resistências, enquanto o secundário apresenta 38 espiras e 6 fios 24AWG em paralelo. Após ser ensaiado, o transformador apresentou indutância de dispersão de aproximadamente 16  $\mu\text{H}$  e indutância magnetizante de 70 mH, ambas referidas ao enrolamento primário. A resistência ca em 50kHz estabeleceu-se em 870 m $\Omega$ .

O indutor foi construído com um núcleo NEE-42/21/15 material IP12 da Thornton, um enrolamento com 31 espiras, 3 fios 24AWG em paralelo e um *gap* de 2,4 mm, resultando em uma indutância medida de aproximadamente 136  $\mu\text{H}$  e resistência ca de 365 m $\Omega$  em 50 kHz. O conjunto de indutor e transformador apresentou uma eficiência medida de 98,7% em potência nominal (600 W nas portas). A soma da indutância externa com a indutância de dispersão do transformador resultou em 152  $\mu\text{H}$ , valor muito próximo ao calculado por (25), que resultou em 151,3  $\mu\text{H}$ .

Observando-se as tensões nos enrolamentos do transformador, é possível notar que apesar de apresentarem uma envoltória em baixa frequência, seus espectros harmônicos possuem componentes em alta frequência, como pode ser observado na Figura 8, que possibilita concluir que o projeto do transformador deve ser projetado para operar em alta frequência.

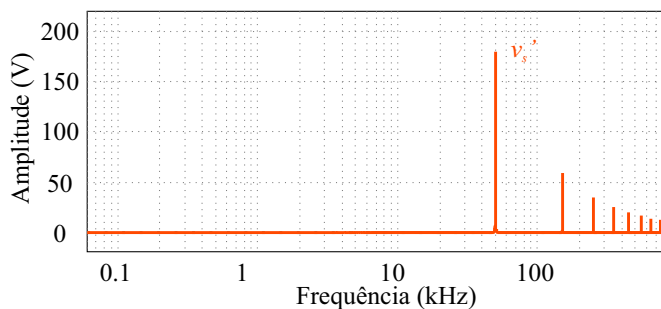


Fig. 8. Espectro harmônico da tensão no transformador.

### C. Semicondutores

Os interruptores foram escolhidos de forma a atender as especificações de corrente, tensão e frequência. Sendo assim, em virtude da disponibilidade em laboratório, optou-se pelo uso do IGBT IRGP50B60PD, capaz de suportar 600 V entre coletor e emissor e uma corrente no coletor de 33 A.

Os pulsos para acionamento dos interruptores foram gerados por um microcontrolador dsPIC33EP64MC502, usando os módulos PWMs com razão cíclica fixa em 50% para acionar os interruptores do conversor da Porta 1. Em relação à Porta 2, também foram empregados sinais complementares e razão cíclica de 50%, porém, com defasagem variável controlada por um potenciômetro.

### D. Capacitores

O dimensionamento dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  é um ponto crucial no projeto deste conversor, pois estes elementos influenciam a dinâmica de funcionamento, diferentemente do que ocorre nos conversores em ponte completa, como apresentado em [1], onde o capacitor atua somente como filtro. Sendo assim, os valores destas capacitâncias não devem ser elevados a ponto de interferir significativamente na dinâmica do sistema, como também não podem ser muito baixos de forma que prejudique a filtragem da tensão na Porta 2. Com estas considerações, foi aplicado o método baseado na variação da energia do capacitor apresentado em [9] definida por:

$$E = \frac{C_{1,2}}{2} \left[ \left( \frac{V_{2(\max)}}{2} \right)^2 - \left( \frac{V_{2(\min)}}{2} \right)^2 \right] = P_{cap} t \quad (34)$$

$$t = \frac{\pi}{\omega_{sw}} \quad (35)$$

onde:

$C_{1,2}$  - Capacitâncias  $C_1$  e  $C_2$ ;

$E$  - Energia do capacitor;

$t$  - Tempo em que o capacitor entrega energia à carga;

$P_{cap}$  - Potência processada por cada capacitor:  $P_{cap} = P_2/2$ .

Considerando um sistema sem perdas ( $P_1 = P_2$ ), substitui-se (24) e (35) em (34) e isola-se  $C_{1,2}$ :

$$C_{1,2} = \frac{2V_{1rms}V_{2rms}}{a\omega_{sw}^2 L_T (V_{2(\max)}^2 - V_{2(\min)}^2)} \pi \phi \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right). \quad (36)$$

Uma capacitância de 1  $\mu\text{F}$  para  $C_1$  e  $C_2$  é obtida considerando ondulação de tensão máxima na Porta 2 de 10%.

O capacitor de bloqueio da corrente cc é calculado de acordo com (26), resultando em um valor de 5,6  $\mu\text{F}$ . Como pode ser visto nas etapas de operação da Figura 5,  $C_S$  estará sempre em série com um dos capacitores  $C_1$  ou  $C_2$ , desta forma, para  $C_S$  não interferir na dinâmica do conversor, ele deve ser muito maior que os valores de  $C_1$  e  $C_2$ , de forma a prevalecer sempre a capacitância menor proveniente da conexão série de capacitores ( $C_1$  e  $C_S$  ou  $C_2$  e  $C_S$ ).

### E. Snubbers

Um elemento de fundamental importância para o funcionamento do conversor é o circuito de auxílio à comutação (*snubber*), necessário para evitar o bloqueio dos interruptores com corrente circulando pelo indutor  $L_T$ . Nesse caso, optou-se por uma topologia composta por um capacitor em série com um resistor de amortecimento, cujo dimensionamento é apresentado em [19]. Os capacitores utilizados foram de 1 nF e os resistores, de 10  $\Omega$ . Estes resultados foram obtidos de forma empírica e validados por simulação.

## V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

### A. Resultados de Simulação Numérica

Os circuitos de simulação utilizados foram elaborados de acordo com o circuito representado na Figura 5, com a adição de elementos parasitas e não idealidades dos componentes, de forma a tornar os resultados de simulação mais próximos do comportamento real do conversor. Na Porta 2 foi utilizada uma carga resistiva de  $93 \Omega$ , correspondente à potência nominal considerando uma tensão com valor eficaz de 220 V. As principais formas de onda são apresentadas na Figura 9 e Figura 10.

Como é possível observar, os resultados estão de acordo com as análises teóricas de funcionamento do conversor e as formas de onda possuem comportamento próximo ao ilustrado na Figura 6.

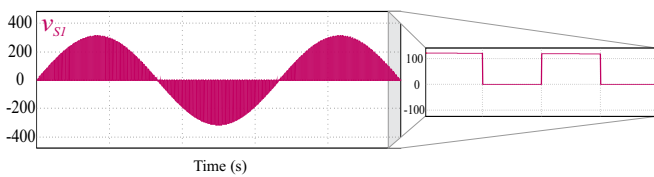


Fig. 9. Simulação: tensão no interruptor  $S_1$ .

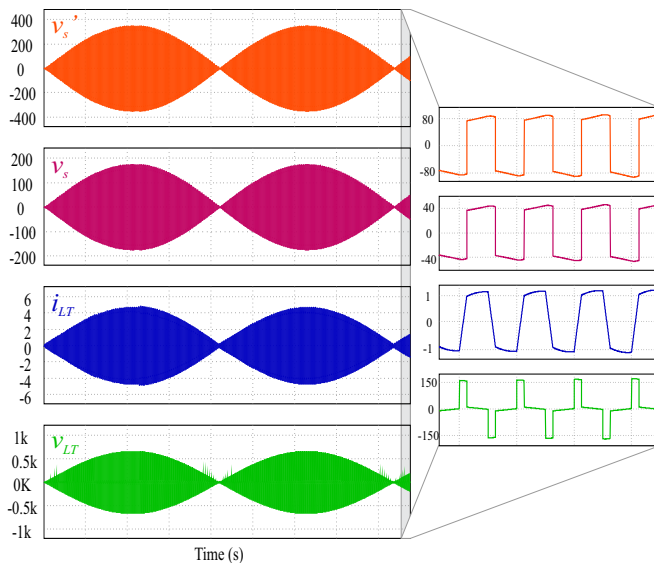


Fig. 10. Simulação: tensão no primário, tensão no secundário, corrente no indutor e tensão no indutor.

### B. Resultados Experimentais com Carga Resistiva

Os resultados experimentais realizados levaram em consideração que, à Porta 1, foi conectado um autotransformador com tensão variável (varivolt) e na Porta 2, uma carga resistiva de  $81 \Omega$ . A aquisição das formas de onda foi realizada com o conversor processando cerca de 600 W, com  $30^\circ$  de defasagem ( $\alpha$ ) entre os interruptores da Porta 1 e da Porta 2. As principais formas de onda experimentalmente obtidas estão apresentadas na Figura 11 e na Figura 12.

Nota-se que os resultados obtidos estão em conformidade com a teoria e com as simulações, validando as análises feitas neste estudo. Um detalhe do comportamento das tensões  $v_p$  e  $v_s$  em alta frequência é exposto na Figura 13,

evidenciando a transferência de potência pelo transformador e as defasagens entre as tensões.

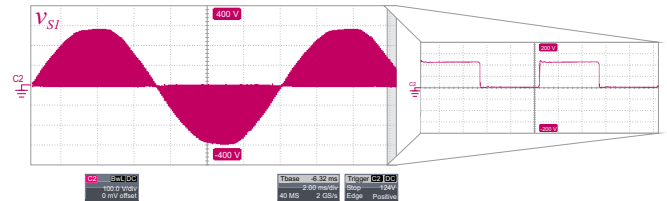


Fig. 11. Resultado experimental: tensão sobre o interruptor  $S_1$ .

Por sua vez, a Figura 14 apresenta as formas de onda de tensão e de corrente na Porta 2 e, complementarmente, a comparação entre as tensões das Portas 1 e 2. Como é possível observar, ambas possuem amplitudes muito próximas e estão em fase.

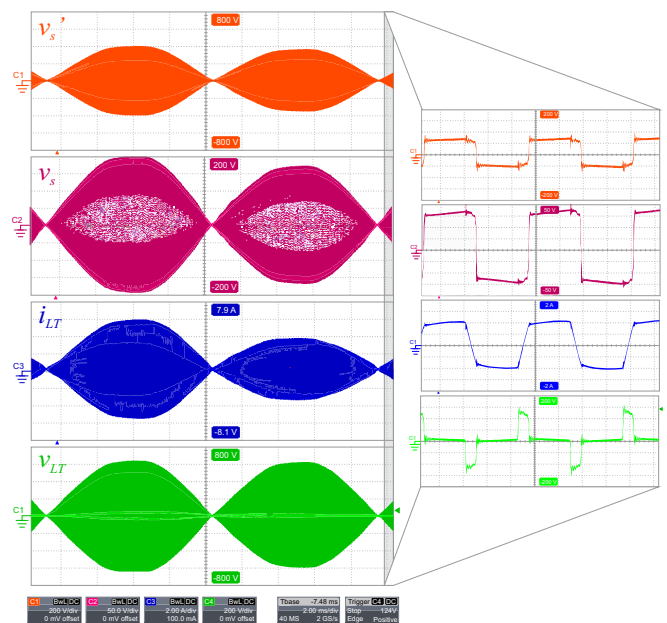


Fig. 12. Resultados experimentais: tensão no primário do transformador, tensão no secundário do transformador, corrente no indutor e tensão no indutor.

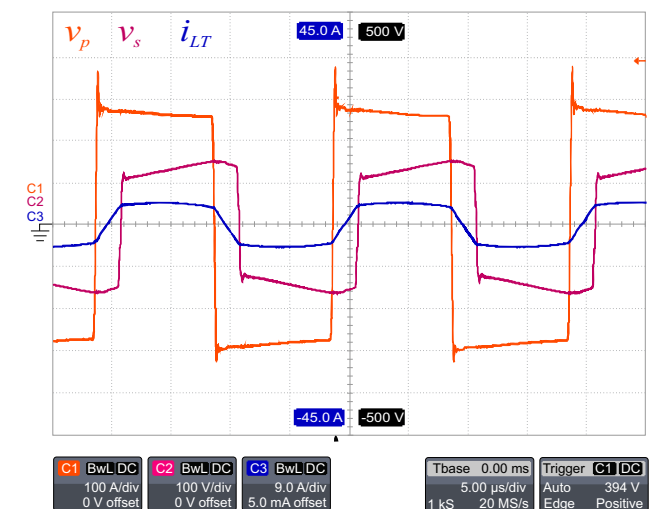


Fig. 13. Resultados experimentais: detalhamento da defasagem entre as pontes mostrando a transferência de potência entre elas.



C. Resultados Experimentais com Fontes em Ambas as Portas

Para validar a bidirecionalidade do conversor, foram realizados testes com fontes de alimentação nas Portas 1 e 2. É válido salientar que os testes estabeleceram-se em malha aberta, controlando-se manualmente o ângulo de defasagem, de forma a inverter o fluxo de potência de acordo com o desejado. Os resultados estão expostos na Figura 15, sendo que em (a) o fluxo se dá da Porta 1 para a Porta 2, com cerca de +18° de defasagem. Já em (b), o fluxo estabelece-se da Porta 2 para a Porta 1, com ângulo de defasagem de aproximadamente -18°. É possível observar a inversão do fluxo de potência: no primeiro caso as tensões e correntes estão em fase enquanto, no segundo caso, estão defasadas em 180°. A convenção adotada segue o padrão apresentado na Figura 2.

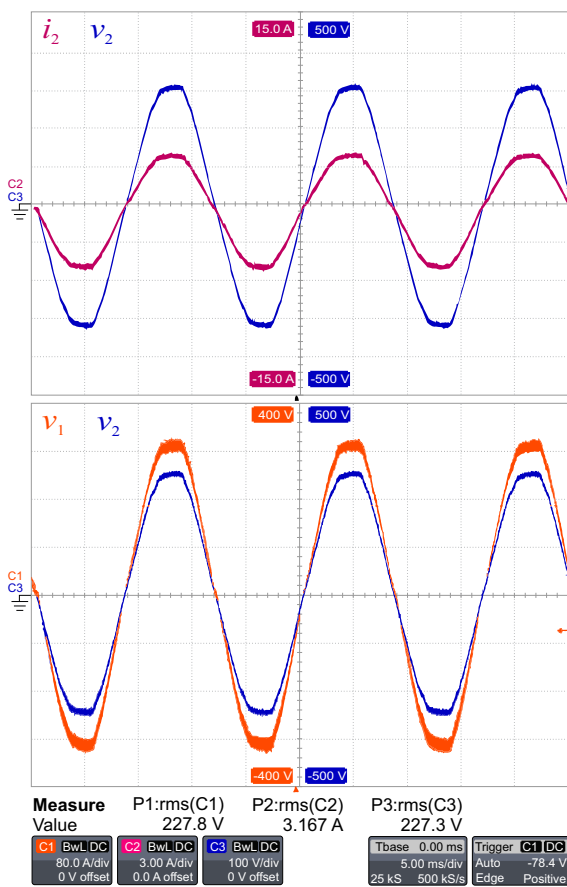


Fig. 14. Resultados experimentais: formas de onda de tensão e de corrente na Porta 2 e de tensão na Porta 1.

A Figura 16 apresenta uma ampliação da escala de tempo, de forma a mostrar os pormenores da corrente no indutor e das tensões  $v_p$  e  $v_s$ . Através dela, é possível constatar a defasagem entre as tensões do indutor/transformador e a inversão do sentido da corrente no indutor. Em (a) a defasagem é positiva e, nesse caso, a tensão  $v_s$  está atrasada em relação à tensão  $v_p$ . Em (b), a defasagem é negativa, haja vista que  $v_s$  está adiantada em relação à  $v_p$ .

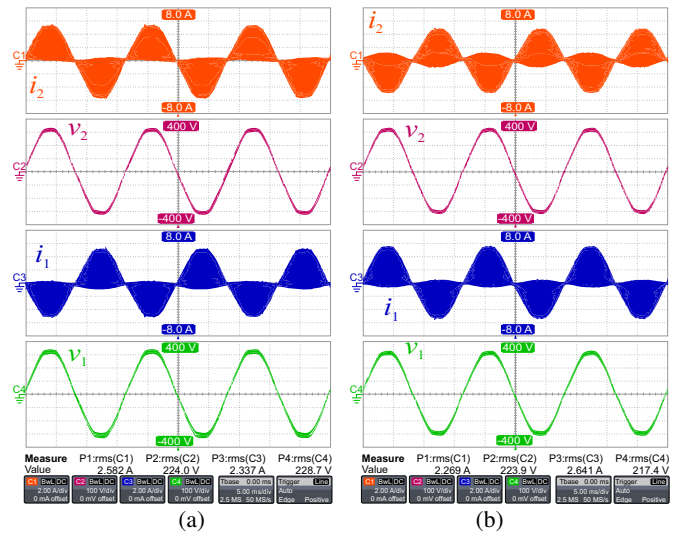


Fig. 15. Resultados experimentais: (a) Fluxo de potência da Porta 1 para a Porta 2 ( $\alpha > 0$ ); (b) Fluxo de potência indo da Porta 2 para a Porta 1 ( $\alpha < 0$ ).

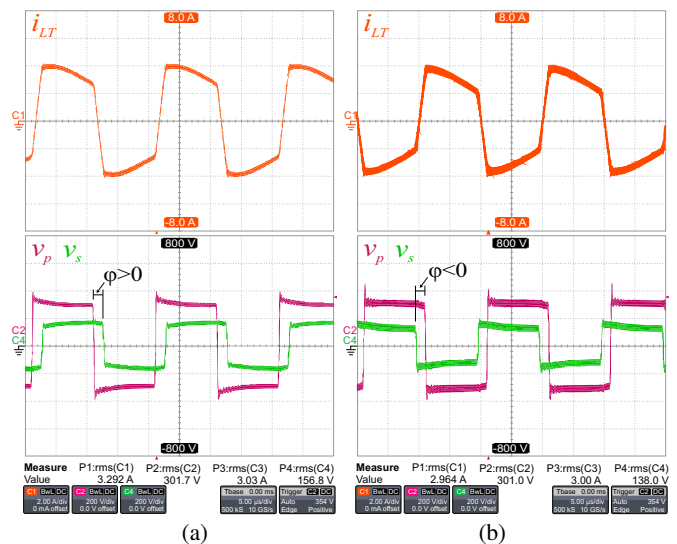


Fig. 16. Resultados experimentais: corrente no indutor, tensões  $v_p$  e  $v_s$  para: (a) potência fluindo da Porta 1 para Porta 2; (b) potência fluindo da Porta 2 para a Porta 1.

VI. CONCLUSÕES

O conversor DAB é uma das estruturas mais promissoras para a concepção do transformador de estado sólido e, apesar de ser muito explorado na literatura, sua aplicação na conversão direta ca-ca ainda apresenta-se prematura.

Neste artigo foi proposta uma topologia inédita para a conversão direta ca-ca. A ideia de utilizar estruturas em ponte completa na Porta 1 e em meia ponte na Porta 2 visou a aplicação do conversor em situações onde seja necessário maior solicitação de corrente na Porta 1 e maior solicitação de tensão na Porta 2, aproveitando-se, da melhor maneira possível, as características de ambas as estruturas.

Além do estudo das etapas de operação da topologia proposta, bem como obtenção das principais equações requeridas durante projeto e dimensionamento, simulações e ensaios experimentais validaram a operação do conversor em malha aberta, demonstrando ser possível controlar o fluxo de

potência, de forma bidirecional, apenas agindo na defasagem entre os pulsos de acionamento dos interruptores.

#### AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao INEP (Instituto de Eletrônica de Potência) da UFSC, pela infraestrutura disponível para a realização do trabalho e à FINEP, ao CNPq e a Capes, pelo suporte financeiro.

#### REFERÊNCIAS

- [1] H. Qin, J. Kimball, "Ac-ac dual active bridge converter for solid state transformer", in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2009)*, pp. 3039-3044, 2009.
- [2] F. Dijkhuizen, S. Norrga, "Fault tolerant operation of power converter with cascaded cells", in *Proceedings of 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, pp. 1-8, 2011.
- [3] L. Heinemann, G. Mauthe, "The universal power electronics based distribution transformer, an unified approach", in *Power Electronics Specialists Conference (PESC 2001)*, pp. 504-509, 2001.
- [4] M. E. Baran, N. R. Mahajan, "DC distribution for industrial systems: opportunities and challenges", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, n° 6, pp. 1596-1601, Novembro 2003.
- [5] M. Kang, P. N. Enjeti, I. J. Pitel, "Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution system", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, n° 6, pp. 1133-1141, Novembro 1999.
- [6] W. McMurray, "The Thyristor Electronic Transformer: a Power Converter Using a High-Frequency Link", *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, vol. IGA-7, n° 4, pp. 451-457, Julho 1971.
- [7] 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, n° 1, pp. 63-73, Janeiro 1991.
- [8] A. L. Kirsten, F. G. Carlotto, 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, Agosto 2014.
- [9] W. M. dos Santos, D. C. Martins, "Introdução Ao Conversor Dab Monofásico", *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 19, n° 1, pp. 36-46, Fevereiro 2014.
- [10] J. Zhang, D. Xu, Z. Qian, "An improved dual active bridge DC/DC converter", in *Power Electronics Specialists Conference (PESC. 2001)*, pp. 232-236, 2001.
- [11] T. Zhao, L. Yang, J. Wang, A. Q. Huang, "270 kVA Solid State Transformer Based on 10 kV SiC Power Devices", in *IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, pp. 145-149, 2007.
- [12] E. R. Ronan, S. D. Sudhoff, S. F. Glover, D. L. Galloway, "A power electronic-based distribution transformer", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 17, n° 2, pp. 537-543, Abril 2002.
- [13] M. D. Manjrekar, R. Kieferndorf, G. Venkataramanan, "Power electronic transformers for utility applications", in *Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference*, pp. 2496-2502, 2000.
- [14] S. Chakraborty, S. Chattopadhyay, "Minimum-RMS-Current Operation of Asymmetric Dual Active Half-Bridge Converters with and without ZVS", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 7, pp. 5132-5145, Julho 2017.
- [15] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, Springer International Edition, 2005.
- [16] G. G. Facchinello, H. Mamede, L. L. Brighenti, S. L. Brockveld, W. M. dos Santos, D. C. Martins, "AC-AC hybrid dual active bridge converter for solid state transformer", in *7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG 2016)*, pp. 1-8, 2016.
- [17] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, M. A. M. Hendrix, "Transformer-Coupled Multiport ZVS Bidirectional DC-DC Converter With Wide Input Range", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n° 2, pp. 771-781, Março 2008.
- [18] C. W. T. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*, 2ª Edição, M. Dekker, Bekken and Basel, 1988.
- [19] W. McMurray, "Optimum Snubbers for Power Semiconductors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-8, pp. 593-600, Setembro 1972.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Gabriel Grunitzki Facchinello**, nascido em Xanxerê, SC em outubro de 1992. Recebeu o título de Engenheiro Eletricista (2014) pela Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC) em Joinville-SC. Atualmente é mestrando no programa de pós-graduação em Engenharia de Elétrica na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP). Suas áreas de interesse incluem conversores estáticos, processamento eletrônico de energia eólica e solar fotovoltaica, microrredes, transformadores de estado sólido (SSTs), links magnéticos de alta frequência e inversores conectados à rede elétrica. Gabriel Grunitzki Facchinello é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP).

**Lucas Lapolli Brighenti**, possui graduação (2011) e mestrado (2014) em Engenharia Elétrica pela Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC) em Joinville-SC. Atualmente é doutorando em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) em Florianópolis-SC. Trabalhou, de 2011 a 2014 na Supplier Ind. E Com. de Eletroeletrônicos como projetista de fontes baseadas em conversores estáticos. Suas áreas de interesse incluem Conversores Estáticos, Energias Renováveis, microrredes, transformadores de estado sólido (SST), link magnético de alta frequência.

**Sérgio Luis Brockveld Junior**, nascido em Lages, Santa Catarina, Brasil, possui graduação em Engenharia Mecatrônica (2014) pela Universidade Federal de Santa

Catarina (UFSC) campus de Joinville-SC. Atualmente é mestrando no programa de pós-graduação em Engenharia de Elétrica na UFSC no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP). Suas áreas de interesse incluem Conversores Estáticos, Energias Renováveis e Veículos Elétricos.

**Walbermark Marques dos Santos**, nascido em São Luís, Maranhão, Brasil, é Engenheiro Eletricista (2003) pela Universidade Federal do Maranhão (UFMA), Mestre (2011) e Doutor (2016) em Engenharia Elétrica na área de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), tendo feito o mestrado e o doutorado no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP). Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência e industrial, acionamentos de máquinas elétricas, energia solar e eólica, conversores multiportas, microrredes, transformadores de estado sólido (SST), link magnético de alta frequência. É membro da SOBRAEP e da SBA.

**Roberto Francisco Coelho**, nasceu em Florianópolis, em agosto de 1982. Recebeu o título de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil, em 2006, 2008 e 2013, respectivamente. Atualmente é professor do Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da

mesma instituição, onde desenvolve trabalhos relacionados ao processamento de energia proveniente de fontes renováveis e ao controle e estabilidade de microrredes.

**Denizar Cruz Martins** possui graduação em Licenciatura em Eletricidade (1978), graduação em Engenharia Elétrica (1978), mestrado em Engenharia Elétrica (1981), todos pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), e doutorado em Engenharia Elétrica pelo Instituto Nacional Politécnico de Toulouse, França (1986). Atualmente, é professor titular da Universidade Federal de Santa Catarina, onde leciona disciplinas nos cursos de Graduação e Pós-Graduação. É credenciado pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFSC para orientar alunos em dissertação de mestrado e em tese de doutorado. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência, atuando, principalmente, nos seguintes temas: conversores estáticos CC-CC e CC-CA, correção de fator de potência, qualidade de energia, processamento eletrônico da energia solar fotovoltaica, redes ativas de distribuição, simulação de conversores estáticos e acionamento elétrico. É membro do IEEE, da SOBRAEP e da SBA.