

CONVERSOR CC-CC PARALELO RESSONANTE MEIA PONTE ASSIMÉTRICO COM SAÍDA EM TENSÃO

Neilor C. Dal Pont¹, Delvanei G. Bandeira Jr.¹, Telles B. Lazzarin¹, Ivo Barbi²

¹ Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica, Florianópolis-SC, Brasil

² Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Automação e Sistemas, Florianópolis-SC, Brasil

e-mail: neilorcolombodalpont@gmail.com, delvanei.jr@inep.ufsc.br, telles@inep.ufsc.br, ivobarbi@gmail.com

Resumo – Este artigo propõe uma topologia de um conversor CC-CC meia ponte, paralelo ressonante, com modulação PWM e comandos assimétricos, controle da tensão de saída pela variação da razão cíclica e saída em tensão. Além disto, o conversor é estudado com estágio de saída com dobrador de tensão. A configuração possui número reduzido de interruptores, elimina circulação de corrente média nos elementos passivos tanto no primário quanto no secundário, e pode utilizar os parâmetros intrínsecos do transformador em seu projeto, o que a torna atrativa para aplicações como fontes de alta tensão de saída. Análise das etapas de operação, característica estática, equacionamento orientado ao projeto e a implementação de comutação sob tensão nula são abordados neste artigo. O estudo do conversor é verificado através de um protótipo de 1 kW, 400 V de entrada e 400 V de saída. O conversor apresentou rendimento elevado, acima de 97%, e comutação suave numa faixa de carga acima de 60% do valor nominal.

Palavras-chave – Comutação Sob Tensão Nula, Controle por Razão Cíclica, Conversor Paralelo Ressonante com Modulação Assimétrica e Saída em Tensão, Rendimento Elevado.

HALF-BRIDGE PARALLEL RESONANT DC-DC CONVERTER WITH ASYMMETRICAL PWM

Abstract – In this research, the study of a modified Half-Bridge Parallel Resonant dc-dc converter is proposed. The proposed topology operates with constant frequency and asymmetrical PWM, such as the conventional one. The topology uses a voltage doubler rectifier in output stage, which avoid the flow of DC component current in the transformer primary. This characteristic improves the transformer design and eliminates the series capacitor, which is required in the conventional half-bridge topology. The proposed topology also integrates the transformer parasitic elements, such as the leakage inductance and the winding capacitance in the operation, achieving zero voltage switching in transformer primary side switches, over a wide load range. Theoretical analysis, commutation analysis and design guidelines are presented in the paper. Experimental results from a 1 kW prototype, 50 kHz of switching frequency, 400 V at input voltage and 400 V

at output voltage are shown herein. A 97% of efficiency was obtained and all results corroborate the theoretical analysis.

Keywords – Asymmetrical PWM, Constant Frequency, Efficiency, Half-Bridge Parallel Resonant Converter, Zero Voltage Switching.

I. INTRODUÇÃO

Conversores CC-CC ressonantes (CR) são estruturas com aplicações em importantes áreas da eletrônica de potência, como alta tensão [1]–[6], veículos elétricos [7], fontes renováveis [8], [9], transformadores eletrônicos [10], [11], fontes de alimentação de baixa tensão [12], entre outras aplicações [13], [14]. Os conversores ressonantes se caracterizam por aproveitarem os elementos parasitas dos componentes do conversor, utilizando-os em suas etapas de operação e para realizar comutação suave, o que pode contribuir na obtenção de alta eficiência e eliminação de problemas de interferência eletromagnética.

A origem dos elementos parasitas ao longo do conversor está relacionada com sua aplicação. No contexto de fontes chaveadas para alta tensão, é comum o uso de transformador para conferir isolamento galvânica ao projeto e elevação de ganho. Devido aos aspectos construtivos do transformador, necessários para operar com alta tensão, tais como número de espiras elevado, distância entre camadas, presença de material isolante, a presença dos elementos parasitas não pode ser desprezada, em especial da indutância de dispersão e da capacitância entre enrolamentos [3], [15], [16]. Estas podem ser responsáveis por provocar sobretensões e atrasos nas transições das tensões no transformador [17]. Já em veículos elétricos, incorporar os elementos parasitas propicia operar conversores com eficiência na ordem de 97%, com alguns exemplos encontrados em [18], [19].

Um conversor CC-CC ressonante pode ser representado por três grandes blocos, conforme ilustrado no diagrama da Figura 1. Uma das principais características que diferencia os conversores ressonantes é a conexão dos elementos do circuito ressonante (também denominados de circuito tanque), sendo as configurações mais empregadas a série ressonante, a paralelo ressonante e a série paralelo ressonante [7]. Quanto ao estágio inversor de entrada, existem algumas possibilidades de implementação, como o meia ponte [5], [14], [20], [21], o ponte completa [1], tipo T [22] e push-pull [4]. Para o retificador de saída, os mais utilizados são o ponte completa com ponto médio, o ponte completa [1] e o dobrador de tensão [22]. O estágio de saída pode ser em corrente [6], [12], [23],

Artigo submetido em 28/06/2017. Primeira revisão em 23/08/2017. Aceito para publicação em 30/10/2017 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

[24] ou em tensão [1], [5], [22], sendo usualmente em corrente para aplicações em alta potência e baixa tensão de saída, ou em tensão quando empregados em aplicações de média e alta tensão.

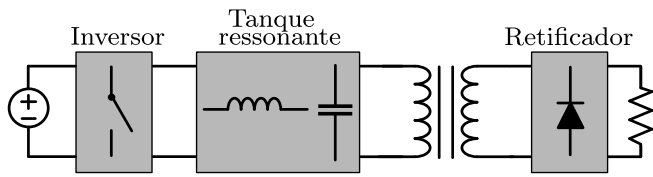


Fig. 1. Diagrama de blocos de um conversor CC-CC ressonante.

Na escolha da composição do conversor ressonante, os estágios meia ponte com modulação por largura de pulso assimétrica e ponte completa possuem vantagens quando comparados aos estágios push-pull, flyback e forward, pois operam com esforços de tensão nos semicondutores limitados ao valor da tensão na entrada [25]. Quando comparados entre si, o estágio meia ponte com comando assimétrico é de simples implementação, por utilizar apenas dois interruptores controlados, o que lhe confere baixo custo [26]. Já o estágio ponte completa utiliza quatro interruptores controlados, o que o torna mais caro. No entanto, é capaz de processar mais energia com elevada eficiência que o primeiro.

Um problema recorrente nos conversores do primeiro estágio consiste na circulação de componente média de corrente diferente de zero [27]. As causas da componente média pode ser das etapas de operação do conversor, diferenças entre sinais de comando dos interruptores, diferenças de projeto oriundas da construção do transformador e perdas nos interruptores. Esses fatores comprometem a simetria dos conversores ponte completa e push-pull por exemplo. Ainda, no caso do conversor meia ponte assimétrico, a diferença nas tensões dos capacitores por si só produz a componente de nível médio. Sua presença nos conversores é responsável pelo aumento das perdas no núcleo, perdas em condução nos interruptores, degradando a densidade de potência do conversor [28], [29], o que limita a sua aplicação para potências baixas (menores que 1 kW).

Existem propostas para eliminar a componente de nível médio do transformador com o intuito de melhorar o desempenho do estágio inversor. Para eliminar a componente de nível médio nos estágios do tipo ponte completa e push-pull, é utilizado um capacitor, conectado em série com o enrolamento primário do transformador (conhecido como capacitor de desacoplamento), que efetua o bloqueio deste valor médio [27]. Porém a adição do capacitor série aumenta o número de componentes passivos [20], [21]. No que se refere ao estágio meia ponte, existem diversas propostas na literatura. Em [29] são discutidas variações do estágio meia ponte assimétrico que utilizam elementos passivos e interruptores adicionais como uma solução para mitigar a componente de nível médio. Todas as propostas mencionadas funcionam apenas para o estágio de saída do tipo fonte de corrente, sendo restrita de 1 à 2 kW [30]. No que se refere ao estágio de saída com fonte de tensão, não há registros na literatura de uma solução capaz de eliminar a componente de nível médio do transformador na estrutura meia ponte.

Neste contexto, este trabalho desenvolve o estudo do

conversor Meia Ponte Paralelo Ressonante, com modulação Assimétrica e Saída em Tensão (CPR-MPA-ST) com retificador do tipo dobrador de tensão. A topologia apresenta características interessantes de operação, como corrente média nula em todos os elementos passivos do conversor, e tem potencial para aplicações em fontes de média e de alta tensão. Não há registros na literatura de estudos desta topologia, assim, este trabalho busca contribuir com esta lacuna. Desta forma, o estudo da topologia é desenvolvido nas seções Conversor Proposto, Análise do Conversor, Exemplo de Projeto e Resultados Experimentais apresentadas a seguir.

II. CONVERSOR PROPOSTO

A estrutura do CPR-MPA-ST, foco deste estudo é apresentada na Figura 2(a). A topologia do estágio inversor é um conversor meia ponte, o qual possui menor número de interruptores quando comparado às soluções ponte completa e do tipo T [1], [22], sugerindo um menor custo às soluções que empregam estas topologias. Ela utiliza no estágio de saída um retificador dobrador de tensão, o que possibilita a redução do ganho de tensão no transformador, e também evita circulação de valor médio de corrente no secundário deste. A segunda ação se deve à conexão dos capacitores do dobrador em série com o enrolamento secundário do transformador, o que ocorre durante toda a operação do conversor. O estágio ressonante é do tipo paralelo, o que é adequado para utilizar os parâmetros intrínsecos do transformador, como a indutância de dispersão e capacitância intrínseca [31].

Por fim, a topologia proposta utiliza um modulador PWM, com pulsos complementares e frequência fixa (conforme visto na Figura 2), com ajuste da tensão de saída pela variação da razão cíclica. Isto implica em um controle simples, mas com pulsos assimétricos no inversor meia ponte, o que proporciona novas características de ressonância e de transferência de potência na topologia, as quais serão abordadas em detalhe neste trabalho.

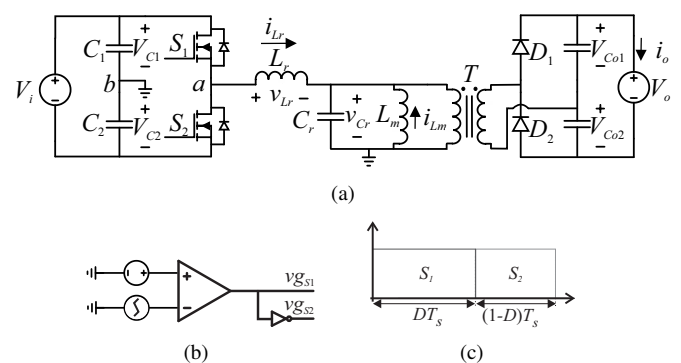


Fig. 2. CPR-MPA-ST: (a) circuito completo; (b) modulador; (c) sinais de comando.

III. ANÁLISE DO CONVERSOR

Esta seção apresenta as etapas de operação, as formas de onda e o plano de fase do CPR-MPA-ST. O circuito simplificado apresentado na Figura 3 é empregado na análise, o qual considera as tensões nos capacitores de entrada e de saída constantes, além do valor da indutância

magnetizante muito elevado, de forma que a mesma pode ser desconsiderada. A razão cíclica (D) é definida para o interruptor S_1 (tempo de condução pelo período de comutação T_s). O estudo foi realizado para $D > 0,5$ e ganho estático (g) menor que 1, sendo que o funcionamento para $D < 0,5$ é o mesmo, porém com as formas de onda de tensão e de corrente invertidas. O estudo é realizado com as grandezas referidas ao enrolamento primário do transformador, sendo a relação de transformação usada para o ajuste final da tensão.

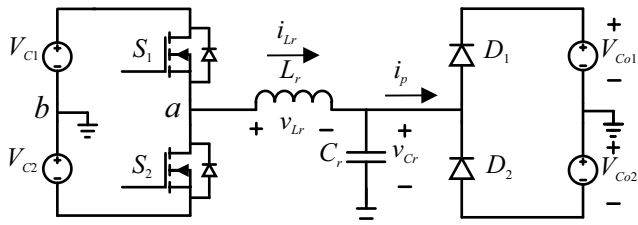


Fig. 3. Circuito simplificado do CPR-MPA-ST.

A. Etapas de Operação

1) *Primeira etapa de operação (Δt_1):* A primeira etapa de operação, apresentada na Figura 4, se inicia com o bloqueio de S_2 e a entrada em condução de S_1 . Neste momento a fonte de tensão da entrada do circuito ressonante é o capacitor C_1 , a tensão sobre o capacitor ressonante C_r é o negativo da tensão no capacitor C_{o2} (V_{Co2}) e a corrente no indutor L_r varia com derivada positiva e constante, a partir do valor de pico ($-I_1$) até se anular.

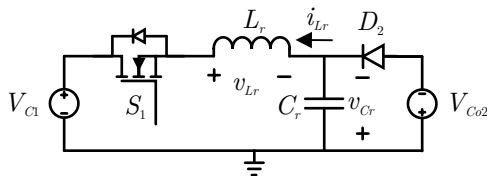


Fig. 4. Circuito equivalente da primeira etapa de operação.

2) *Segunda etapa de operação (Δt_2):* A segunda etapa de operação, apresentada na Figura 5, se inicia após a desmagnetização de L_r , o que provoca o bloqueio do diodo D_2 e o início de uma etapa ressonante.

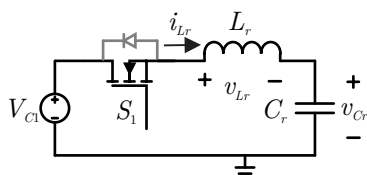


Fig. 5. Circuito equivalente da segunda etapa de operação.

3) *Terceira etapa de operação (Δt_3):* A terceira etapa, apresentada na Figura 6, tem início quando a tensão sobre o capacitor C_r (v_{Cr}) atinge o valor da tensão sobre C_{o1} , o que coloca o retificador de saída em condução novamente. Neste instante, a corrente no indutor varia com derivada positiva e constante de I_2 até I_3 .

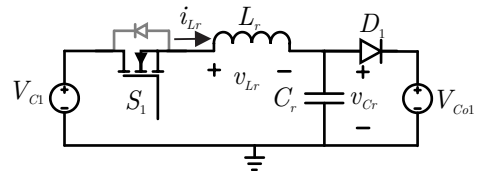


Fig. 6. Circuito equivalente da terceira etapa de operação.

4) *Quarta etapa de operação (Δt_4):* A quarta etapa de operação, apresentada na Figura 7, é análoga a primeira etapa, porém, se inicia com o bloqueio de S_1 e a entrada em condução de S_2 . A fonte de tensão da entrada do circuito ressonante é o negativo da tensão no capacitor C_2 ($-V_{C2}$), e v_{Cr} é a da tensão no capacitor C_{o1} (V_{Co1}), e a corrente em L_r é positiva e começa a variar com derivada negativa e constante.

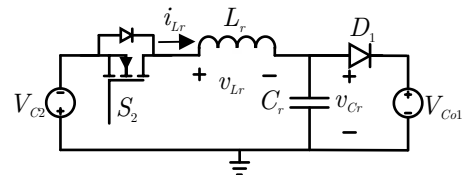


Fig. 7. Circuito equivalente da quarta etapa de operação.

5) *Quinta etapa de operação (Δt_5):* A quinta etapa de operação, apresentada na Figura 8, assim como a segunda etapa, se inicia quando i_{Lr} chega a zero, o que bloqueia a ponte de diodos de saída e inicia a etapa ressonante.

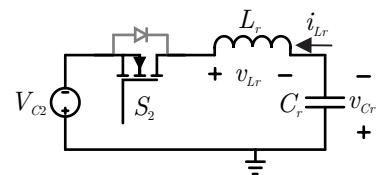


Fig. 8. Circuito equivalente da quinta etapa de operação.

6) *Sexta etapa de operação (Δt_6):* A sexta etapa, apresentada na Figura 9, é análoga a terceira etapa e tem início quando v_{Cr} atinge o valor do negativo da tensão sobre C_{o2} (V_{Co2}), o que coloca o retificador de saída em condução novamente. A corrente no indutor tem derivada negativa (de $-I_4$ até $-I_1$).

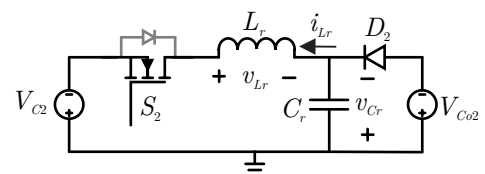


Fig. 9. Circuito equivalente da sexta etapa de operação.

B. Formas de Onda, Plano de Fase e Equacionamento

As formas de onda do CPR-MPA-ST são apresentadas na Figura 10, e o plano de fase para o equacionamento das etapas ressonantes é ilustrado na Figura 11.

Primeiramente, são definidas as equações da impedância característica, do ganho estático, da frequência de ressonância, da velocidade angular na frequência de ressonância, da relação

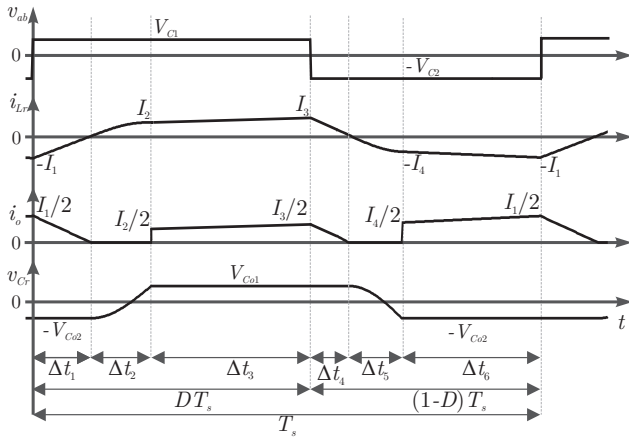


Fig. 10. Principais formas de onda do CPR-MPA-ST.

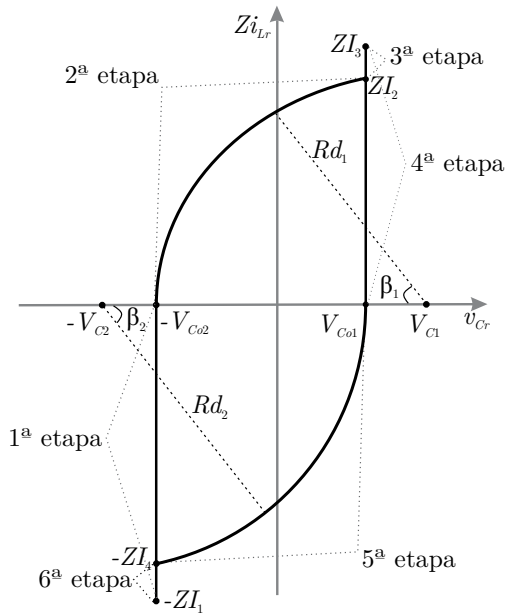


Fig. 11. Plano de fase do CPR-MPA-ST.

entre a frequência de comutação e a frequência de ressonância (μ_o) e por último das tensões na entrada e saída do conversor:

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (1)$$

$$q = \frac{V_{op}}{V_i} \quad (2)$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (3)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (4)$$

$$\mu_o = \frac{f_s}{f_o} \quad (5)$$

$$V_{op} = n(V_{Co1} + V_{Co2}) \quad (6)$$

$$V_i = V_{C1} + V_{C2} \quad (7)$$

onde:

V_{op} - tensão de saída referida ao primário;

f_s - frequência de comutação;

n - relação de transformação, definida por $n = N_s/N_p$.

O passo seguinte é definir as tensões nos capacitores de entrada. Ao analisar o circuito mostrado na Figura 2, pode-se concluir que o valor médio da tensão em C_1 é igual ao valor da tensão média em S_1 , e o valor da tensão média em C_2 é igual ao valor em S_2 . Ao considerar que S_1 conduz pelo período DT_s e S_2 pelo período $(1-D)T_s$, define-se a tensão nos capacitores de entrada como:

$$V_{C1} = V_{S1} = (1-D)V_i \quad (8)$$

$$V_{C2} = V_{S2} = DV_i \quad (9)$$

Já os valores da tensão média nos capacitores de saída são iguais aos valores da tensão média nos diodos da ponte retificadora. Contudo, o tempo de condução destes diodos está relacionado aos parâmetros internos do sistema (etapas lineares e ressonantes) dificultando a solução das equações para obter os valores de tensão nos capacitores. Os valores médios de tensão nos capacitores de saída são definidos por:

$$V_{Co1} = V_{D1} = \frac{V_{op}}{T_s} \left[\Delta t_1 + \Delta t_6 + \frac{1}{2}(\Delta t_2 + \Delta t_5) \right] \quad (10)$$

$$V_{Co2} = V_{D2} = \frac{V_{op}}{T_s} \left[\Delta t_3 + \Delta t_4 + \frac{1}{2}(\Delta t_2 + \Delta t_5) \right] \quad (11)$$

Ao analisar as formas de onda da Figura 10 se observa que $\Delta t_6 > \Delta t_1$ e $\Delta t_3 > \Delta t_4$. Através destas relações, é possível aproximar (10) por $(1-D)V_{op}$, pois Δt_6 é proporcional a $(1-D)$, e (11) por DV_{op} , pois Δt_3 é proporcional a D para valores de D próximos de 0,5. Entretanto, há um erro nesta consideração proporcional a variação de D . Sendo assim, foi atribuída uma correção linear nos valores das tensões médias dos capacitores em relação ao valor de D , o que reduz o erro da consideração feita. Determinando o fator K_D , dado por:

$$K_D = AD + B \quad (12)$$

Define-se os valores aproximados das tensões médias de V_{Co1} e V_{Co2} , dados por:

$$V_{Co1} = V_{op}(1-D + K_D) \quad (13)$$

$$V_{Co2} = V_{op} - V_{Co1} = V_{op}(D - K_D) \quad (14)$$

Para determinação dos parâmetros A e B de (12), são realizadas simulações usando o valor mínimo e máximo de D definidos em projeto. Nestes pontos, K_D deve atuar na razão cíclica de forma que (13) e (14) forneçam valores condizentes com as simulações. Com estes dois pontos de D e K_D , são determinados os fatores A e B da linearização. Os resultados obtidos usando esta metodologia são satisfatórios em relação a complexidade da solução exata destas tensões.

Após definir as equações da tensão média nos capacitores de entrada e de saída, desenvolve-se o equacionamento das

etapas ressonantes através da análise geométrica do plano de fase da Figura 11 e de (1) e (4).

Os raios dos círculos descritos nas etapas ressonantes R_{d1} e R_{d2} são definidos por:

$$R_{d1} = V_{C1} + V_{Co2} \quad (15)$$

$$R_{d2} = V_{C2} + V_{Co1}. \quad (16)$$

As equações dos ângulos percorridos durante as etapas ressonantes β_1 e β_2 são definidas como:

$$\beta_1 = \arccos\left(\frac{V_{C1} - V_{Co1}}{V_{C1} + V_{Co2}}\right) \quad (17)$$

$$\beta_2 = \arccos\left(\frac{V_{C2} - V_{Co2}}{V_{C2} + V_{Co1}}\right). \quad (18)$$

A relação dos triângulos retângulos formados ao fim de cada etapa ressonante definidas por:

$$R_{d1}^2 = (I_2 Z)^2 + (V_{C1} - V_{Co1})^2 \quad (19)$$

$$R_{d2}^2 = (I_4 Z)^2 + (V_{C2} - V_{Co2})^2. \quad (20)$$

E a equação da velocidade angular é definida por:

$$\omega = \frac{\beta}{\Delta t} \quad (21)$$

onde β representa o ângulo percorrido durante o período Δt .

Por fim, a manipulação de (1) a (21) permite obter as equações para o cálculo de I_2 , I_4 , Δt_2 e Δt_5 , conforme:

$$I_2 = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \sqrt{2(1-D)V_i V_o + V_{Co2}^2 - V_{Co1}^2} \quad (22)$$

$$I_4 = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \sqrt{2DV_i V_o + V_{Co1}^2 - V_{Co2}^2} \quad (23)$$

$$\Delta t_2 = \beta_1 \sqrt{L_r C_r} \quad (24)$$

$$\Delta t_5 = \beta_2 \sqrt{L_r C_r}. \quad (25)$$

As equações que definem os intervalos de tempo Δt_1 , Δt_3 , Δt_4 e Δt_6 são apresentadas a seguir:

$$\Delta t_1 = L_r \frac{I_1}{(V_{C1} + V_{Co2})} \quad (26)$$

$$\Delta t_3 = L_r \frac{(I_3 - I_2)}{(V_{C1} - V_{Co1})} \quad (27)$$

$$\Delta t_4 = L_r \frac{I_3}{(V_{C2} + V_{Co1})} \quad (28)$$

$$\Delta t_6 = L_r \frac{(I_1 - I_4)}{(V_{C2} - V_{Co2})}. \quad (29)$$

Das relações temporais, tem-se:

$$DT_s = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 \quad (30)$$

$$(1-D)T_s = \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6. \quad (31)$$

Por fim, através da análise da Figura 10, define-se a corrente média de saída refletida ao primário (I_{op}) como:

$$I_{op} = \frac{1}{2T_s} \left(\frac{I_1 \Delta t_1}{2} + \frac{(I_2 + I_3) \Delta t_3}{2} + \frac{I_3 \Delta t_4}{2} + \frac{(I_4 + I_1) \Delta t_6}{2} \right). \quad (32)$$

C. Característica Estática do Conversor

A análise do comportamento do ganho do conversor em função da corrente de saída dos parâmetros do sistema pode ser feita através da característica estática da estrutura (também denominada de característica externa). Inicialmente, define-se a normalização da corrente de saída, conforme:

$$\bar{I}_{op} = I_{op} \frac{Z}{V_i} = \frac{I_{op}}{V_i} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}. \quad (33)$$

A partir de (33), é traçada a função de q por I_o para diferentes valores de μ_o e razão cíclica fixa ($D=0,55$), conforme apresentado na Figura 12. Observa-se que, para valores baixos de μ_o , até aproximadamente 0,2, o conversor apresenta característica de fonte de tensão (variação do ganho estático com a corrente de saída). Já para valores maiores de μ_o , o conversor apresenta característica de fonte de corrente (corrente de saída independente da tensão).

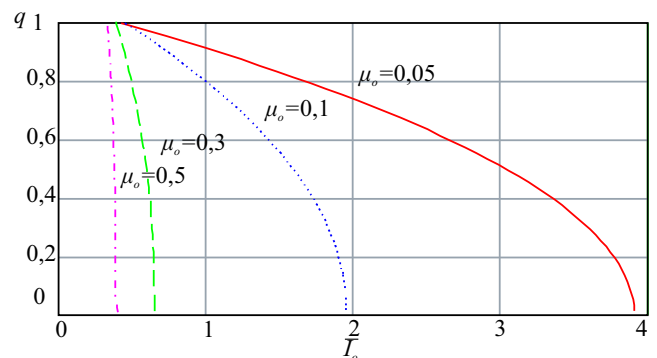


Fig. 12. Característica estática que relaciona o ganho estático com a corrente de carga normalizada, com $D = 0,55$ e diferentes valores de μ_o .

Na Figura 13 é apresentada a característica de D por I_o para diferentes valores de q , com μ_o fixo em 0,1. É observado na figura que o comportamento do conversor é simétrico em relação ao valores de $D = 0,5$, conforme o esperado. O ponto de máxima transferência de energia acontece em $D = 0,5$, sendo que a corrente e o ganho estático variam em função de D , o que demonstra que o conversor proposto pode controlar a tensão de saída através da variação de D .

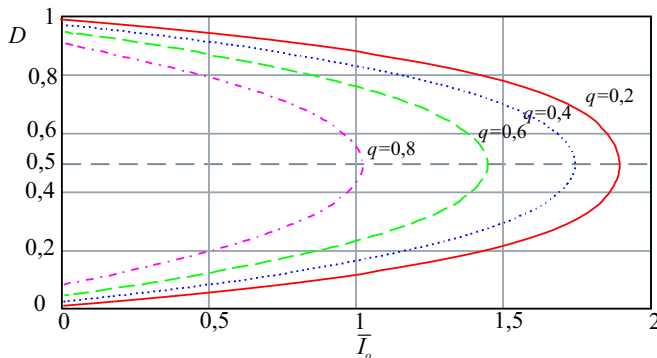


Fig. 13. Característica estática que relaciona a razão cíclica com a corrente de carga normalizada, com $\mu_0 = 0,1$ e diferentes valores de ganho estático.

D. Estudo da Comutação

A topologia proposta pode ter comutação suave e o seu estudo se inicia com o cálculo do tempo morto. Deve-se considerar que, devido a assimetria dos comandos, a corrente que flui no indutor no momento da comutação é diferente em cada interruptor. Ao observar a forma de onda da corrente i_{Lr} na Figura 10, percebe-se que I_1 é maior que I_3 , ou seja, o interruptor S_2 comuta com uma corrente menor no indutor, sendo este o interruptor crítico para a análise da comutação.

O circuito equivalente no momento da comutação é apresentado na Figura 14. No instante em que um dos interruptores bloqueia começa o processo de carga ou descarga dos capacitores de comutação (C_{c1} e C_{c2}). A corrente nestes capacitores é metade da corrente de comutação (I_c). A tensão no capacitor referente ao interruptor que conduzia no instante anterior a comutação é zero e no que estava bloqueado é V_i .

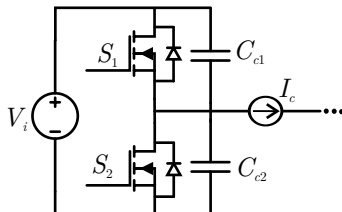


Fig. 14. Circuito equivalente no momento da comutação.

Assumindo como linear a variação das tensões nos capacitores C_{c1} e C_{c2} durante a comutação, a duração da comutação crítica pode ser calculada a partir do cálculo da corrente que flui no capacitor, ou seja:

$$t_{c2} = \frac{2C_{c2}V_i}{I_3}. \quad (34)$$

O tempo morto deve ser ajustado para ser menor que a etapa seguinte a comutação, pois assim evita-se que haja alteração na característica estática do conversor. No caso do interruptor crítico, esta etapa é Δt_4 . Neste período a corrente passa pelo diodo em anti-paralelo com o interruptor, de modo que, se o tempo morto for menor que Δt_4 , o comportamento do conversor não será alterado. Desta forma, define-se o tempo morto como:

$$t_{c2} < t_m < \Delta t_4. \quad (35)$$

Ao traçar curva de t_{c2} e Δt_4 por D , encontra-se o máximo D para o qual o conversor tem comutação suave no interruptor crítico. Ao definir a corrente de saída referente a esta razão cíclica, tem-se a faixa de carga para o qual o conversor oferece comutação suave no interruptor crítico.

O mesmo processo foi feito para o outro interruptor, e a conclusão obtida foi que ele possui comutação suave em toda a faixa de carga.

IV. EXEMPLO DE PROJETO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A. Exemplo de Projeto

A fim de validar o estudo do conversor meia ponte paralelo ressonante, será apresentado um exemplo de projeto em que o conversor opera com uma relação unitária entre tensão na entrada e na carga. A escolha da tensão na carga visa explorar o benefício do dobrador de tensão, que permite obter relação de ganho unitária na entrada/saída, de modo que o transformador seja submetido a tensões da ordem da metade da tensão de entrada. Sendo assim, um protótipo foi construído e testado em laboratório, com as especificações mostradas na Tabela I. O ganho estático foi definido em 0,667 com objetivo de obter uma característica adequada de fonte de tensão (ver Figura 12). A razão cíclica no ponto de operação foi definida em 0,55, perto do ponto de máxima transferência de potência, mas com margem para operar adequadamente diante de transitórios de sobrecarga. Além disso, em potência nominal o conversor apresentará uma pequena assimetria (o conversor torna-se simétrico com $D=0,5$). A partir destes valores, é definida a tensão de saída refletida para o primário e a relação de transformação, conforme:

$$V_{op} = qV_i = 267 \text{ V} \quad (36)$$

$$n = \frac{V_o}{V_{op}} = 1,5. \quad (37)$$

A tensão no primário e potência de saída são empregadas para definir a corrente de saída refletida para primário e, por consequência, a corrente no transformador.

Os dados anteriores permitem projetar o transformador. A obtenção dos elementos parasitas do transformador foi baseada no experimento mostrado em [31], utilizando analisador de impedâncias Agilent 4294A, no qual foram obtidos os valores de capacitância intrínseca e indutância de dispersão. A indutância obtida no ensaio foi de $L_d = 2,6 \mu\text{H}$, e uma capacitância entre enrolamentos de $C_r = 0,01 \text{ nF}$. Estes valores são utilizados para calcular o valor de μ_0 e a potência de saída. Caso o valor não seja coerente com o projeto, é

TABELA I
Especificações do Protótipo

| | |
|------------------------|------------------------|
| $V_i = 400 \text{ V}$ | $V_o = 400 \text{ V}$ |
| $q = 0,66$ | $n = 1,5$ |
| $D = 0,55$ | $P_o = 1 \text{ kW}$ |
| $f_s = 50 \text{ kHz}$ | $\mu_0 = 0,043$ |
| $L_r = 38 \mu\text{H}$ | $C_r = 0,5 \text{ nF}$ |
| $t_m = 1 \mu\text{s}$ | |

adicionado um capacitor e/ou indutor externo para ajustar o μ_0 e, por consequência, a potência transferida.

No caso deste exemplo de projeto, o conversor transferirá a potência de 1 kW, portanto, o μ_0 deve ser de 0,043 que pode ser obtido com um indutor de 38 μH e um capacitor de 0,5 nF. Portanto, foram adicionados uma indutância externa de 35 μH e um capacitor em paralelo com o enrolamento secundário, no valor de 0,22 nF, o qual tem o valor refletido ao primário de 0,495 nF. É importante frisar que a adição dos elementos não altera as equações e a análise. Isto porque, a adição da indutância série no primário soma com a indutância de dispersão e a adição do capacitor no secundário soma com a capacitância intrínseca do transformador [32], [33].

Por último, é definido o capacitor de comutação e o tempo morto com intuito de obter comutação suave. Utilizando (34) e (35) é possível arbitrar o tempo morto para encontrar valor necessário do capacitor de comutação e, assim, obter a comutação suave no conversor, sendo a recíproca válida. Neste trabalho foi escolhido o valor do capacitor e com ele foi calculado o tempo morto necessário utilizando (34). Sendo assim, foi utilizado um capacitor externo de 2,2 nF, conectado em paralelo com os terminais dreno e fonte dos interruptores, o qual associado ao capacitor intrínseco do semiconductor produz um tempo morto de 1 μs , o que respeita as restrições impostas por (35). Com isso, o valor máximo de D para obter comutação suave neste caso foi de 0,82, o que corresponde a uma carga de 43%. Assim, a faixa de comutação suave do conversor nesta especificação e neste projeto fica restrita entre 43% e 100% da carga nominal, que é uma faixa adequada dentro da família dos conversores com comutação suave.

TABELA II
Especificações dos Componentes

| Componente | Valor |
|---------------------------------|------------------------------------|
| Capacitor de comutação | 2,2 nF |
| Capacitores de entrada | 2x20 μF (Polipropileno) |
| Capacitores de saída | 200 μF (Polipropileno) |
| Capacitor ressonante | 0,22 nF (secundário) |
| Indutor ressonante | 35 μH |
| Transformador | $n = 1,5$ |
| Interruptor de entrada (MOSFET) | IPW60R041C6 |
| Diodos de saída | IDW40G65C5 |

B. Protótipo

A validação da estrutura, da análise e da metodologia de projeto foi desenvolvida no protótipo com as mesmas especificações da Tabela I. Os componentes utilizados no protótipo estão na Tabela II e uma fotografia do protótipo é apresentada na Figura 15.

C. Resultados Experimentais

Os resultados experimentais obtidos no protótipo são mostrados a seguir juntamente com uma discussão. A tensão nos interruptores e seus respectivos pulsos de comando em potência nominal são vistos na Figura 16. É possível observar que os interruptores somente são comandados a conduzir quando a tensão sobre eles já é zero, o que comprova a comutação suave neste ponto de operação. Além disto, a operação do conversor com assimetria nos comandos e, consequentemente, nas tensões dos interruptores é vista nas

formas de onda da Figura 16.

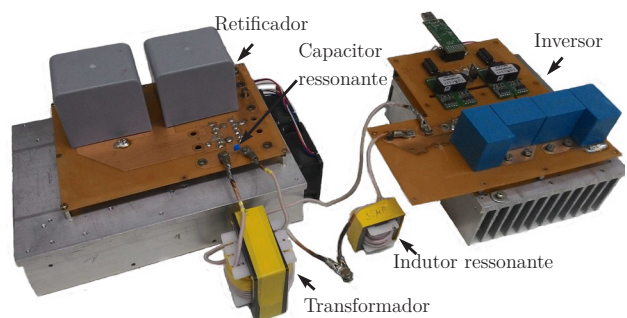


Fig. 15. Fotografia do protótipo de 1 kW.

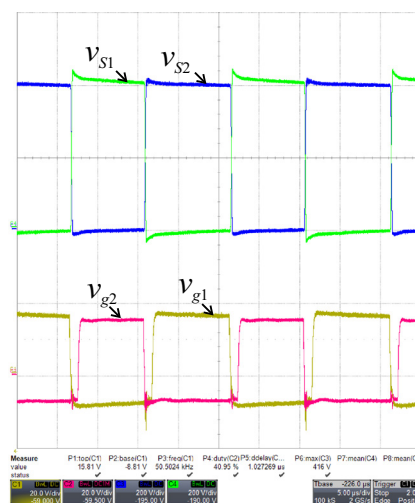


Fig. 16. Tensão sobre os interruptores e tensão de comando com carga nominal. Escala: $v_s=200$ V; $v_g=20$ V; $t=5$ μs .

As formas de onda da tensão na entrada do estágio ressonante (v_{ab}) e da corrente no indutor ressonante são mostradas na Figura 17. Analisando as formas de onda, verifica-se a assimetria do conversor, tanto pelos valores de pico diferentes na corrente do indutor ressonante quanto nos níveis de tensão na entrada do estágio ressonante. Este resultado foi previsto pela análise teórica, como pode ser observado nas formas de onda teóricas mostradas na Figura 10. A Tabela III mostra uma comparação entre os valores calculados e os valores medidos experimentalmente.

As formas de onda das tensões nos capacitores de entrada e saída no ponto de operação nominal são apresentadas na Figura 18. É observado que, conforme o esperado, há um desbalanço entre as tensões. As comparações entre os valores medidos e calculados das tensões nos capacitores são apresentadas na Tabela III. Os resultados obtidos ficaram próximos dos calculados, o que valida a análise teórica e a aproximação proposta para o cálculo das tensões nos capacitores de saída. Tanto as tensões de entrada quanto de saída são a soma das tensões dos respectivos capacitores, e nos ensaios ambas mostraram valores próximos a 400 V.

Um ensaio de rendimento foi realizado na estrutura para os pontos de carga que o conversor apresenta comutação suave. Os resultados são vistos na Tabela IV e demonstram um rendimento elevado para uma estrutura isolada (acima de 97%).

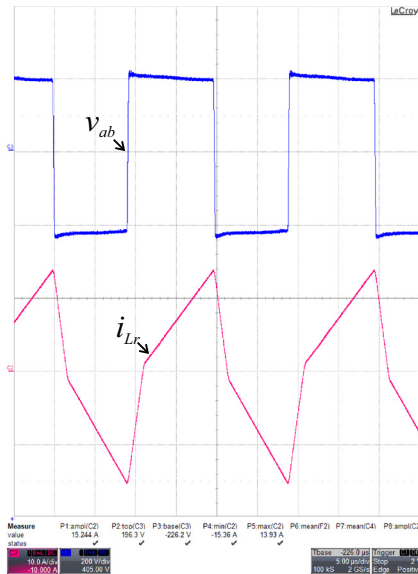


Fig. 17. Tensão na saída do inversor e corrente no indutor ressonante com carga nominal. Escala: $v_{ab}=200$ V; $i_{Lr}=10$ A; $t=5$ μ s.

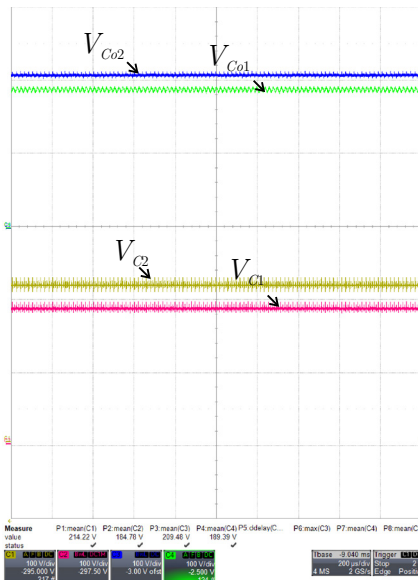


Fig. 18. Tensão sobre os capacitores com carga nominal. Escala: $V_C=100$ V; $t=200$ μ s.

A comutação suave, a estrutura meia ponte no estágio inversor com apenas dois interruptores e o estágio retificador do tipo dobrador também com apenas dois diodos contribuem para o elevado rendimento.

As tensões e as correntes de entrada e de saída foram verificadas através do analisador de potência YOKOGAWA WT500. Os resultados em potência nominal são ilustrados na Figura 19, sendo que na coluna da esquerda estão as grandezas de entrada e na da direita estão as grandezas de saída. O rendimento é representado por η_1 .

V. CONCLUSÕES

Este trabalho desenvolveu o estudo do conversor meia ponte paralelo ressonante com modulação PWM assimétrica e saída em tensão, que utiliza um retificador dobrador de tensão. Foi apresentado o equacionamento, a análise estática

e um exemplo de projeto do conversor. Por último, um protótipo foi construído para validação da estrutura e da análise desenvolvida.

TABELA III
Comparação Entre os Valores Medidos e Calculados

| Valor Calculado | Valor Medido | Erro (%) |
|-----------------------|-----------------------|----------|
| $V_{C1c} = 180$ V | $V_{C1m} = 182$ V | 1,11 |
| $V_{C2c} = 220$ V | $V_{C2m} = 225$ V | 2,27 |
| $V_{Co1c} = 124,77$ V | $V_{Co1m} = 125,46$ V | 0,55 |
| $V_{Co2c} = 141,86$ V | $V_{Co2m} = 143,46$ V | 1,12 |
| $I_{1c} = 16,15$ A | $I_{1m} = 16,00$ A | 0,93 |
| $I_{2c} = 1,14$ A | $I_{2m} = 1,30$ A | 14,03 |
| $I_{3ec} = 14,08$ A | $I_{3m} = 13,8$ A | 1,99 |
| $I_{4c} = 1,21$ A | $I_{4m} = 1,32$ A | 9,09 |
| $I_{oc} = 3,93$ A | $I_{om} = 3,81$ A | 3,05 |

TABELA IV
Resultados dos Ensaio de Rendimento

| Potência (W) | Razão Cíclica | Rendimento (%) |
|--------------|---------------|----------------|
| 600 | 0,75 | 97,4 |
| 750 | 0,7 | 97,3 |
| 1000 | 0,55 | 97,2 |

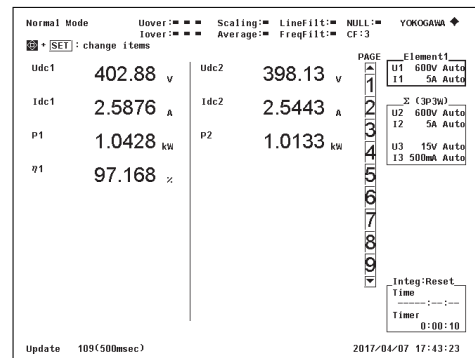


Fig. 19. Tensões e correntes de entrada e saída com carga nominal, obtidas via analisador de potência YOKOGAWA WT500.

O conversor ressonante meia ponte paralelo ressonante com retificador dobrador de tensão opera com valor médio de corrente nulo no transformador, sendo os capacitores do retificador responsáveis pela eliminação da componente de nível médio. Com isso, o problema encontrado no conversor meia ponte tradicional com modulação PWM assimétrica, referente a saturação do núcleo, é eliminado no conversor apresentado neste trabalho.

A análise mostrou que a máxima transferência de potência do conversor acontece com razão cíclica igual a 0,5 e a variação da razão cíclica permite controlar o ganho do conversor, portanto, ela é uma topologia ressonante que possibilita fazer o controle da tensão de saída pela variação da razão cíclica.

O conversor proposto apresentou um rendimento elevado e comutação suave numa faixa de carga de 60% a 100% da carga nominal, o que potencializa a sua aplicações em fontes de até 2 kW, elevando a faixa de aplicação usual da estrutura meia ponte. Os resultados tornam a solução interessante para aplicações em fontes de alta tensão, como em sistemas de radares, raio-x, raio-laser, etc.

REFERÊNCIAS

- [1] T. B. Lazzarin, C. C. Custódio, I. Barbi, “Análise, Projeto e Experimentação de um Conversor CC-CC com Múltiplas Saídas em Alta Tensão Para Aplicações em TWTA”, *Eletrônica de Potência*, vol. 20, no. 3, pp. 300–310, Ago. 2015.
- [2] L. Katzir, D. Shmilovitz, “A Split-Source Multisection High-Voltage Power Supply for X-Ray”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 2, pp. 373–381, Jun. 2016.
- [3] S. Vukosavic, L. Peric, S. Susic, “A Novel Power Converter Topology for Electrostatic Precipitators”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 152–164, Jan. 2016.
- [4] I. Barbi, R. Gules, “Isolated DC-DC converters with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 4, pp. 975–984, Jul. 2003.
- [5] G. L. Piazza, *Implementação de uma Fonte para Acionamento de Raio Laser*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2008.
- [6] D. T. Rodrigues, J. A. Pomilio, “Equalização de Potência entre Cargas Ressonantes de Alta Tensão através de Compensação Eletrônica de Parâmetros.”, *Eletrônica de Potência*, vol. 18, no. 3, pp. 1073–1081, Ago. 2013.
- [7] M. T. Outeiro, G. Buja, D. Czarkowski, “Resonant Power Converters: An Overview with Multiple Elements in the Resonant Tank Network”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 10, no. 2, pp. 21–45, Jun. 2016.
- [8] M. T. Outeiro, H. Suryawanshi, G. Buja, “Resonant power converters applications: LsCsLpCp circuit for renewable energy sources as case study”, in *42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 5651–5656, 2016.
- [9] S. Soumiah, R. P. Vengatesh, S. E. Rajan, “Performance evaluation of single switch high frequency resonant power converter for alternative energy sources”, in *International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies*, pp. 1–10, 2015.
- [10] G. Ortiz, M. G. Leibl, J. E. Huber, J. W. Kolar, “Design and Experimental Testing of a Resonant DC-DC Converter for Solid-State Transformers”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 10, pp. 7534–7542, Out. 2017.
- [11] L. F. Costa, G. Buticchi, M. Liserre, “Highly efficient and reliable DC-DC converter for smart transformer”, in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 184–190, 2017.
- [12] M. Brunoro, J. L. F. Vieira, “Fonte de Alimentação CC-CC 0-50V/0-10A em Ponte Completa com Controle por Deslocamento de Fase e Comutação ZVS.”, *Eletrônica de Potência*, vol. 4, no. 1, pp. 1–9, Set. 1999.
- [13] L. F. Costa, G. Buticchi, M. Liserre, “A family of series-resonant dc-dc converter with fault-tolerant capability”, in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 3378–3384, 2017.
- [14] N. Phankong, S. Chudjuarjeen, K. Bhummittipich, T. Hikihara, “Half bridge soft switching resonant converter with silicon carbide power MOSFETs for induction heating”, in *19th International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1–4, 2016.
- [15] V. Vlatkovic, M. Schutten, R. Steigerwald, “Auxiliary series resonant converter: a new converter for high-voltage, high-power applications”, in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol. 1, pp. 493–499, 1996.
- [16] S. C. Kim, H. Heo, C. Moon, S. H. Nam, D. S. Kim, S. S. Park, J. H. Kim, S. S. Oh, J. W. Yang, J. H. Sho, “Optimal Design of 40-kV Long-Pulse Power Supply”, *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 44, no. 4, pp. 694–701, Abr. 2016.
- [17] C. B. Viejo, M. A. P. Garcia, M. R. Secades, J. U. Antolin, “A resonant high voltage converter with C-type output filter”, in *IEEE Industrial Application Society Meeting*, vol. 3, pp. 2401–2407, 1995.
- [18] G. Liu, Y. Jang, M. M. Jovanovic, J. Q. Zhang, “Implementation of a 3.3-kW DC-DC Converter for EV On-Board Charger Employing the Series-Resonant Converter With Reduced-Frequency-Range Control”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 6, pp. 4168–4184, Jun. 2017.
- [19] B. K. Lee, J. P. Kim, S. G. Kim, J. Y. Lee, “An Isolated/Bidirectional PWM Resonant Converter for V2G(H) EV On-Board Charger”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 9, pp. 7741 – 7750, Mar. 2017.
- [20] C. O. Yeon, J. B. Lee, I. O. Lee, G. W. Moon, “Wide ZVS Range Asymmetric Half-Bridge Converter With Clamp Switch and Diode for High Conversion Efficiency”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 5, pp. 2862–2870, Maio 2016.
- [21] Y. Jeong, J. K. Kim, J. B. Lee, G. W. Moon, “An Asymmetric Half-Bridge Resonant Converter Having a Reduced Conduction Loss for DC/DC Power Applications With a Wide Range of Low Input Voltage”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 10, pp. 7795–7804, Out. 2017.
- [22] D. G. Bandeira, S. A. Mussa, I. Barbi, “A ZVS-PWM T-type isolated DC-DC converter”, in *IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1–6, 2015.
- [23] S. D. Johnson, A. F. Witulski, R. W. Erickson, “A comparison of resonant topologies in high voltage DC applications”, in *2nd IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 145–156, 1987.
- [24] H. Takano, J. Takahashi, T. Hatakeyama, M. Nakaoka, “Feasible characteristic evaluations of resonant tank PWM inverter-linked DC-DC high-power converters for medical-use high-voltage application”, in *10th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 913–919, 1995.

- [25] G. Y. Jeong, “High efficiency asymmetrical half-bridge flyback converter using a new voltage-driven synchronous rectifier”, *IET Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 18–32, Jan. 2010.
- [26] D. Vinnikov, T. Jalakas, M. Egorov, “Feasibility study of half- and full-bridge isolated DC/DC converters in high-voltage high-power applications”, in *13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 1257–1262, 2008.
- [27] R. Redl, N. O. Sokal, C. W. Schaefer, “Transformer saturation and unusual system oscillation in capacitively coupled half-bridge or full-bridge forward converters: causes, analyses, and cures”, in *19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 820–829, 1988.
- [28] C. A. Baguley, B. Carsten, U. K. Madawala, “The Effect of DC Bias Conditions on Ferrite Core Losses”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 2, pp. 246–252, Fev. 2008.
- [29] I. O. Lee, G. W. Moon, “A New Asymmetrical Half-Bridge Converter With Zero DC-Offset Current in Transformer”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2297–2306, Maio 2013.
- [30] I. Roasto, D. Vinnikov, T. Lehtla, “Analysis of capacitor-related mid-voltage point shift problems in high-voltage half-bridge DC/DC converters”, in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 3619–3622, 2008.
- [31] G. L. Piazza, R. L. Alves, C. H. I. Font, I. Barbi, “Resonant circuit model and design for a high frequency high voltage switched-mode power supply”, in *Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 326–331, 2009.
- [32] O. J. Custodio, *Conversor Paralelo Ressonante com Saída em Tensão Para Acionamento de uma Válvula TWT*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2013.
- [33] R. Gules, *Estudo de Conversores cc-cc Isolados Operando com Elevada Tensão de Saída e Alto Rendimento para Aplicações Aeroespaciais*, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2008.

DADOS BIOGRÁFICOS

Neilor Colombo Dal Pont nasceu em 25/12/1989 em Criciúma-SC. Recebeu o grau de bacharel em engenharia elétrica (2015) e mestre em engenharia elétrica (2017) pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC).

Atualmente cursando doutorado pelo Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEEL) da UFSC,

no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP). Suas áreas de interesse incluem conversores a capacitor chaveado, inversores de tensão, conversores cc-cc de alta tensão e conversores ressonantes.

Delvanei Gomes Bandeira Junior nasceu em Pelotas, Rio Grande do Sul, Brasil, em 1986. Recebeu o grau de bacharel em engenharia elétrica da Universidade Católica de Pelotas em 2011, e o grau de mestre em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina em 2014.

Atualmente participa do programa de doutorado da Universidade Federal de Santa Catarina, em Engenharia Elétrica, na subárea de eletrônica de potência e acionamento elétrico, atuando no Instituto de Eletrônica de Potência. Suas áreas de pesquisa envolvem comutação suave, conversores cc-cc operando com técnicas de capacitores chaveados e fontes chaveadas operando com altas tensões.

Telles Brunelli Lazzarin nasceu em Criciúma-SC em 1979. Recebeu o grau de bacharel em engenharia elétrica (2004), mestre em engenharia elétrica (2006) e doutor em engenharia elétrica (2010) pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Atualmente é professor adjunto no departamento de engenharia elétrica da UFSC. Seus interesses incluem inversores, inversores operando em paralelo, UPS, conversores cc-cc de alta tensão, conversores ca-ca diretos, conversores a capacitor chaveado e conversores híbridos a capacitor chaveado.

Dr. Lazzarin é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP), da IEEE Power Electronics Society (PELS), da IEEE Industrial Electronics Society (IES) e da IEEE Industry Applications Society (IAS).

Ivo Barbi nasceu em Gaspar-SC em 1949. Recebeu o grau de bacharel e mestre em engenharia elétrica (1973 e 1976) pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), e de doutor em engenharia elétrica pelo Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, França, em 1979. Fundou a Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e a Conferência Brasileira de Eletrônica de Potência (COBEP) em 1990, o Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) em 1994 e o Instituto Brasileiro de Eletrônica de Potência e Energias Renováveis (IBEPE) em 2016.

Prof. Barbi é IEEE Life Fellow, revisor associado da IEEE Transactions on Power Electronics e da IET Electronics Letters, presidente do IBEPE, pesquisador no Centro de Pesquisa de Energia Solar e professor voluntário no Departamento de Engenharia de Automação e Sistemas, na Pós-Graduação de Engenharia Elétrica e na Pós-Graduação de Engenharia de Automação e Sistemas da UFSC.