

ANÁLISE, PROJETO E EXPERIMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-CC COM MÚLTIPLAS SAÍDAS EM ALTA TENSÃO PARA APLICAÇÕES EM TWTA

Odair José Custodio¹, Telles Brunelli Lazzarin², Ivo Barbi³

¹Inergiae Conversores Estáticos LTDA, Florianópolis – SC, Brasil

²Universidade Federal de Santa Catarina – EEL/INEP, Florianópolis – SC, Brasil

³Universidade Federal de Santa Catarina – DAS/PGEEL, Florianópolis – SC, Brasil
e-mail: odair.jc@inergiae.com.br, telles@inep.ufsc.com, ivobarbi@gmail.com

Resumo – Este artigo apresenta o estudo teórico e experimental do conversor CC-CC paralelo ressonante, isolado e com múltiplas saídas de alta tensão. A estrutura apresenta saída em tensão, opera com frequência fixa, emprega modulação *phase-shift* e as múltiplas saídas são compostas pela conexão série de módulos, o que permite empregar componentes de baixa tensão. Tais características tornam o conversor atrativo para aplicação em fontes de alimentação em sistemas TWTA (*Traveling-Wave Tube Amplifier*). O trabalho analisa a operação do conversor paralelo ressonante com saída em tensão nos modos de condução contínuo e descontínuo, e também apresenta as principais formas de onda, a característica estática, o comportamento do ganho em função da razão cíclica, uma discussão sobre a comutação e exemplo de projeto. A estrutura foi corroborada experimentalmente em um protótipo de 2,1 kW, alimentado em 300 V, que fornece as tensões de 1,3 kV, 3,42 kV, 4,94 kV e 9,5 kV para uma TWTA.

Palavras-Chave – Alta Tensão, Conversor CC-CC, Ressonante, TWTA.

A DC-DC CONVERTER WITH MULTIOUTPUTS IN HIGH VOLTAGE FOR TWTA APPLICATION: ANALYSIS, DESIGN AND EXPERIMENTAL RESULTS

Abstract – This paper reports on a theoretical and experimental study of a DC-DC Parallel Resonant Converter with Voltage Source Output, which is isolated and supplies multiple high-voltages outputs. The structure operates with fixed frequency, it employs phase-shift modulation and the multiple-outputs are made by series-connected modules, which allow low voltage devices to be used. Such characteristics make the converter attractive for power supplier applications for TWTA systems. The paper analyses the parallel resonant converter in continuous and discontinuous operation modes, and it also presents the main waveforms, the gain behavior in relation to duty cycle, a discussion about switching and an example design. The structure was

experimentally verified on a 2.1 kW prototype, fed into 300V, which supplies voltages of 1.3 kV, 3.42 kV, 4.94 kV and 9.5 kV for a TWTA.

Keywords – DC-DC Converter, High Voltage, Resonant, TWTA.

I. INTRODUÇÃO

A amplificação de sinais de rádio frequência (RF) na faixa dos giga-hertz é obtida através de válvulas do tipo *travelling wave tube* (TWT), magnetron e klystron. Essas válvulas são aplicadas em áreas como telecomunicação, *radio detection and ranging* (RADAR) para monitoramento, dispositivos de guerra eletrônica e de equipamentos médicos. No caso da válvula TWT, ela é um amplificador de sinal com grande largura de banda (até duas oitavas), baixa taxa de distorção e elevada potência de saída, operando em faixas de frequência que variam de 300 MHz até 40 GHz. São características que os amplificadores baseados em semicondutores ainda não conseguem reproduzir. As válvulas TWT são empregadas em sistemas de comunicação e em sistemas de radares, com potência na ordem de centenas até milhares de Watts.

Um RADAR é composto por um sistema de transmissão e de recepção de sinais em RF na faixa dos Giga-Hertz (GHz), que amplifica o sinal de alta frequência através do *Travelling Wave Tube Amplifier* (TWTA) [1]-[4]. Pode-se considerar, de forma simplificada, o TWTA como sendo composto por dois elementos principais (como ilustrado na Figura 1). O primeiro é a válvula TWT amplificadora de micro-ondas e o segundo é a interface de potência denominada de *Electronic Power Conditioner* (EPC) ou fonte de alimentação [5], [6]. A função da fonte é fornecer diferentes níveis de tensão para a polarização da hélice, dos coletores, do ânodo e do cátodo do TWT, que são tensões na ordem de quilovolts. Além disto, a válvula apresenta a característica de carga constante, o que é relevante ao projetar a sua fonte de alimentação.

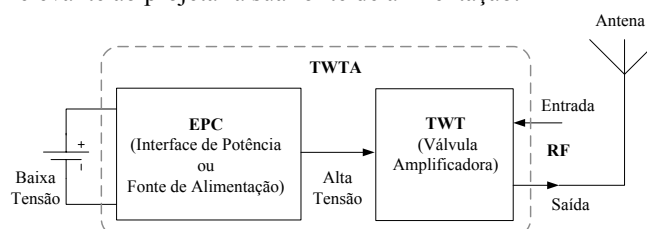


Figura 1. Diagrama de Blocos de um TWTA.

Artigo submetido em 17/04/2015. Primeira revisão em 21/06/2015. Aceito para publicação em 23/08/2015, por recomendação do Editor Cassiano Rech.

A fonte de alimentação de múltiplas saídas de alta tensão pode ser produzida pelos conversores estáticos CC-CC, contudo são projetos com desafios diferentes dos tradicionais devido à alta tensão, como discutido em [7]-[14]. A presença de um transformador no conversor é indispensável para atender os requisitos de alta tensão. Por sua vez, este transformador necessita de uma grande quantidade de espiras no secundário, bem como de isolamento suficiente para que não haja rompimento da isolação elétrica. Ambos os fatores provocam um acréscimo considerável das não idealidades do transformador, como as capacitâncias intrínsecas e a indutância de dispersão [14].

Desta forma, as topologias que agregam as não idealidades do transformador no funcionamento do conversor se tornam naturalmente mais atraentes para esta aplicação. Os conversores com potencial para atender os requisitos citados e comumente encontrados na literatura são os conversores ressonantes, como o Conversor Série Ressonante (CSR), o Conversor Paralelo Ressonante (CPR) e o Conversor Série-Paralelo Ressonante (CSPR). Muitos trabalhos na literatura abordam a análise e a operação desses conversores com filtros indutivos na saída [15]-[18]. Contudo, há poucos trabalhos que analisam os conversores ressonantes com filtros capacitivos na saída, sendo algumas estruturas brevemente apresentadas em [19], [20]. Por exemplo, não existe até o momento na literatura trabalhos que analisam detalhadamente o conversor paralelo ressonante com saída em tensão, e sua estrutura é atraente para as fontes de alta tensão.

Neste contexto, este artigo contribui com a análise completa, para ganho menor que 1, do conversor paralelo ressonante com saída em tensão (filtro capacitivo na saída), denominado de CPR-ST. A operação no modo de condução contínua foi brevemente analisada em [21] e é demonstrada em detalhes aqui. Adicionalmente, o artigo também apresenta a análise do modo de condução descontínuo do conversor e o comportamento das comutações dos interruptores. Além disto, o trabalho aplica o conversor CPR-ST numa fonte de alimentação de 2,1 kW para TWTA, com níveis de tensão de até 9,5 kV. Assim, o estudo também contribui com uma configuração de múltiplas saídas do conversor para alimentar a válvula, a metodologia de projeto do transformador de alta frequência e com uma proposta modular para o estágio de saída (alta tensão), que permite empregar componentes de até 1000 V.

II. FONTE DE ALIMENTAÇÃO PARA O TWTA

A válvula TWT é polarizada com uma tensão elevada entre o cátodo (canhão de elétrons) e o ânodo, e com tensões intermediárias, que são aplicadas no(s) coletor(es) e na focalização eletrostática [2], como exemplificado na Figura 2 para uma válvula de dois coletores. Assim, um feixe de elétrons é gerado entre o cátodo e o ânodo, o qual transfere potência para o sinal RF injetado na TWTA. Este feixe é coletado no final da hélice pelos coletores da válvula. As fontes de tensão conectadas em série e os sentidos das correntes do EPC para polarizar a válvula são ilustrados na Figura 2. O potencial mais negativo da configuração está na focalização eletrostática e o mais positivo no ânodo (mesmo

potencial da hélice), o qual é aterrado. Neste exemplo, as tensões aplicadas em relação ao cátodo são: $-V_4$ na focalização eletrostática, V_1 no coletor 1, V_1+V_2 no coletor 2 e $V_1+V_2+V_3$ hélice ou ânodo. A fonte V_h é para aquecer o filamento e é de baixa tensão, por isto não será abordada neste trabalho.

O diagrama de blocos de um conversor CC-CC isolado de alta tensão de saída para implementar as fontes da Figura 2 é ilustrado na Figura 3. A solução é composta por um estágio em baixa tensão, um transformador de alta frequência com múltiplas saídas e retificadores com filtro capacitivo. As saídas dos retificadores são conectadas em série para gerar as tensões de polarização da válvula.

III. PROPOSTA DE UM CONVERSOR CC-CC PARA TWTA

A topologia proposta para o conversor CC-CC com potencial para ser aplicado numa fonte de TWTA é apresentada na Figura 4. A estrutura é denominada neste trabalho de Conversor Paralelo Ressonante com Saída em Tensão (CPR-ST).

Os elementos L_r e C_r (circuito ressonante) aproveitam os parâmetros intrínsecos do transformador de alta tensão (ilustrado na Figura 3). A representação do conversor na Figura 4 despreza as indutâncias magnetizante e dispersão do transformador e representa todas as saídas por uma única refletida no primário do transformador.

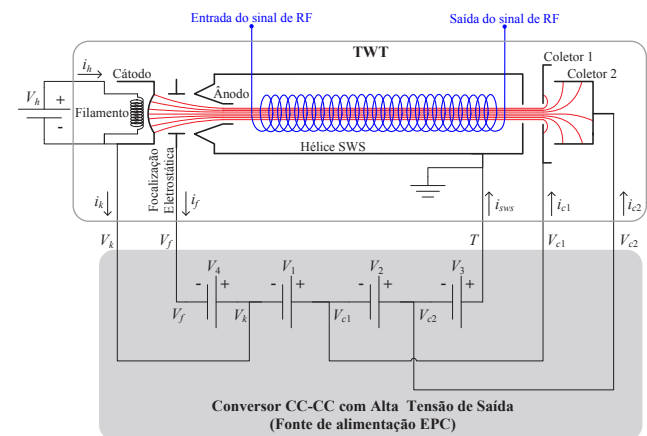


Figura 2. Polarização da TWT com as indicações das polarizações das fontes de alimentação e do sentido das correntes elétricas.

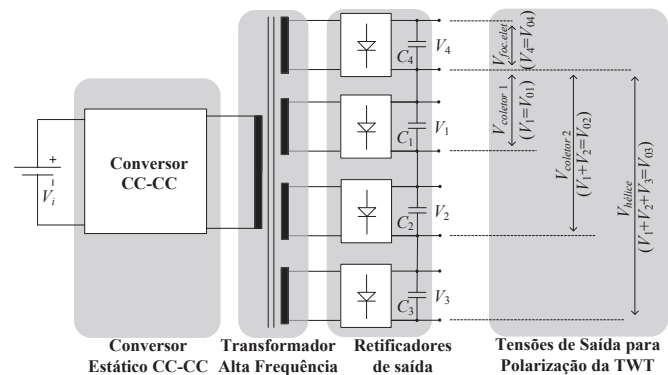


Figura 3. Diagrama de blocos do conversor CC-CC isolado de alta tensão e múltiplas saídas para uma TWTA.

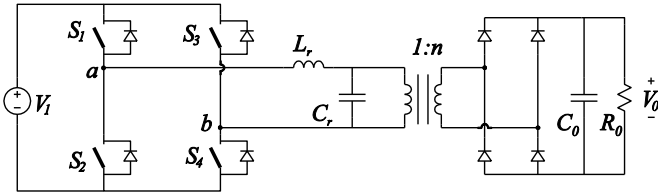


Figura 4. Topologia proposta do conversor CC-CC isolado para a aplicação em TWTA.

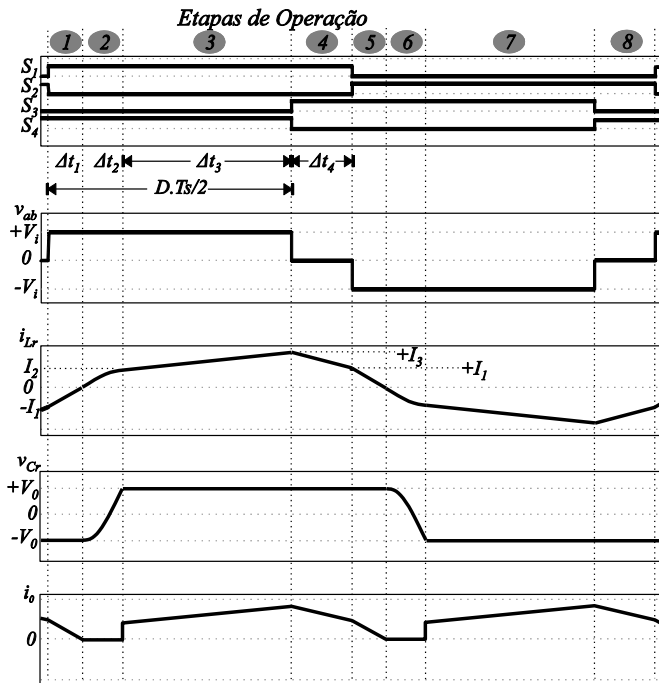


Figura 5. Principais formas de onda do conversor operando no MCC com modulação *phase-shift*, $D < 1$ e $q < 1$. Formas de ondas: sinais de comando S_1, S_2, S_3 e S_4 ; tensão V_{ab} ; corrente i_{Lr} ; tensão v_{Cr} e corrente de saída i_o .

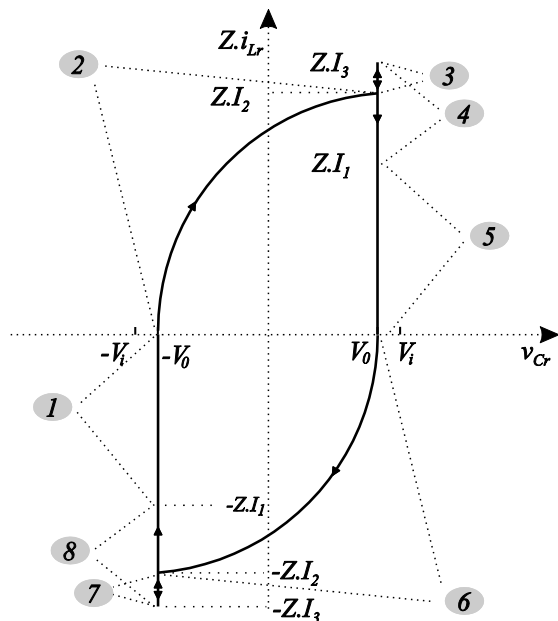


Figura 6. Plano de fase dos estados topológicos do conversor no MCC com modulação *phase-shift*, $D < 1$ e $q < 1$.

O filtro capacitivo na Figura 4 é representado por uma fonte de tensão (V_o). Desta forma, a análise do conversor se torna mais didática e, ao mesmo tempo, não perde representação.

A topologia CPR-ST é proposta para a aplicação em TWTA pelos seguintes motivos:

- Incorpora os componentes intrínsecos do transformador no funcionamento;
- Pode trabalhar com comutação com tensão nula (ZVS);
- Não gera sobretensão nos diodos das pontes retificadoras de saída;
- Não apresenta indutores no lado de alta tensão (secundário);
- Não possui elevados picos de corrente no lado de baixa tensão.

O conversor CPR-ST pode ser controlado por variação na frequência ou na razão cíclica. A forma abordada neste estudo é a modulação por razão cíclica *phase-shift*, pelas seguintes razões:

- Na modulação *phase-shift*, o indutor de ressonância e o transformador são projetados para trabalhar na frequência de operação do conversor. Na modulação em frequência (com frequência de comutação menor do que a frequência de oscilação), a carga máxima aconteceria na frequência mínima, o que torna os componentes magnéticos maiores;
- Existe um circuito integrado comercial que implementa o *phase-shift*, o que facilita a implementação;
- Oferece um controle da tensão de saída eficiente.

Como aspecto negativo, em situações de baixa carga a modulação *phase-shift* garante somente comutação ZVS nos interruptores de um dos braços da ponte completa. Contudo, a válvula TWT possui uma característica de carga constante que minimiza esta desvantagem do conversor.

IV. ESTUDO ANALÍTICO DO CONVERSOR CPR-ST

O estudo do conversor paralelo ressonante com saída em tensão é abordado nesta seção. A análise é realizada para a modulação *phase-shift*, ganho estático menor que um ($q < 1$) e modos de condução contínua (MCC) e descontínua (MCD).

Algumas definições empregadas na análise são colocadas a seguir, como a frequência natural de ressonância do conversor (f_o), o período de oscilação (T_o), a impedância característica (Z) o ganho estático (q) e a relação entre a frequência de comutação dos interruptores e a frequência de ressonância do conversor (μ_o), dadas respectivamente por:

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

$$T_o = 2\pi\sqrt{L_r C_r} \quad (2)$$

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3)$$

$$q = \frac{V_o}{V_i} \quad (4)$$

$$\mu_0 = \frac{f_s}{f_0}. \quad (5)$$

A. Operação no MCC

Os sinais de comando dos interruptores, a tensão V_{ab} , a corrente do indutor L_r , tensão do capacitor C_r e a corrente de carga do conversor operando com no MCC são ilustrados na Figura 5. O conversor possui 8 etapas de operação, sendo que as etapas 5 a 8 são simétricas às etapas 1 a 4. As oito etapas de operação são brevemente descritas a seguir:

Primeira e quinta (etapas lineares): É aplicada a tensão de entrada V_i na tensão V_{ab} , o que acelera o processo de inversão da corrente do indutor. A energia armazenada no circuito ressonante é transferida para a carga e para a fonte de entrada.

Segunda e sexta (etapas ressonantes): Nesta etapa ocorre uma ressonância entre o L_r e o C_r , de forma que as grandezas I_{Lr} e I_{Cr} evoluem senoidalmente.

Terceira e sétima (etapas lineares): São as etapas de transferência de energia da fonte de entrada para a carga. São etapas lineares e alimentam a carga.

Quarta e oitava (etapas lineares): Etapa em que a tensão V_{ab} é nula, assim a corrente I_{Lr} para de aumentar e começa a decrescer.

As etapas são representadas no plano de fase da Figura 6, o qual representa as etapas lineares e ressonantes. A análise das etapas de operação e do plano de fase permite definir:

$$\Delta t_1 = \frac{T_s}{4}(D-q) + \sqrt{q}\sqrt{C_r L_r} \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{1+q}\right) \sqrt{C_r L_r} (1-q) \quad (6)$$

$$\Delta t_2 = \sqrt{C_r L_r} \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{1+q}\right) \quad (7)$$

$$\Delta t_3 = \frac{T_s}{4}(D+q) - \sqrt{q}\sqrt{C_r L_r} - \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{1+q}\right) \frac{\sqrt{C_r L_r}}{2} (1+q) \quad (8)$$

$$\Delta t_4 = \frac{T_s}{2}(1-D) \quad (9)$$

$$I_1 = V_i \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \left[\sqrt{q}(q+1) - \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{1+q}\right) \frac{1-q^2}{2} \right] + \frac{V_i(q+1)}{4L_r} T_s (D-q) \quad (10)$$

$$I_2 = 2V_i \frac{\sqrt{q}}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} \quad (11)$$

$$I_3 = \frac{T_s V_i (1-q)(q+D)}{4L_r} + V_i \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \left[\sqrt{q}(1+q) - \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{1+q}\right) \frac{(1-q^2)}{2} \right] \quad (12)$$

Assim, a corrente média de saída é definida por:

$$I_{o_{med}} = \frac{C_r V_i \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{1+q}\right)^2}{2T_s} (1-q^2) - \frac{2C_r V_i \sqrt{q} \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{1+q}\right)}{T_s} (1+q) - \frac{V_i \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{1+q}\right) (1-q^2)}{2} - \frac{T_s V_i (D^2 + q^2) + V_i \sqrt{q} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (1+q)}{8L_r} + \frac{DT_s V_i}{4L_r} - \frac{2C_r V_i q}{T_s} \quad (13)$$

A expressão da corrente média pode ser parametrizada por:

$$\overline{I_{o_{med}}} = \frac{I_{o_{med}}}{V_i \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} \quad (14)$$

Sendo a expressão genérica de corrente média parametrizada definida por:

$$\overline{I_{o_{med}}} = \sqrt{q}(1+q) - \frac{\pi}{4\mu_0} (D^2 + q^2 - 2D) - \frac{q\mu_0}{\pi} + \mu_0 \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{1+q}\right) \frac{(1-q^2)}{4\pi} - \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{1+q}\right) \frac{(1-q^2)}{2} - \frac{\sqrt{q}\mu_0}{\pi} \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{1+q}\right) (1+q) \quad (15)$$

B. Operação no MCD e uma Análise Simplificada

O decréscimo da razão cíclica ou da carga pode colocar o conversor em outro modo de operação, no qual a corrente I_{Lr} se anula nas etapas quarta e oitava, como ilustrado na Figura 7. Nesta situação, a tensão V_{ab} ainda é zero (antes da próxima comutação), assim, ocorre uma etapa ressonante somente entre L_r e C_r (sem conexão com V_i ou V_o), como representado nas formas de onda da Figura 8 (a).

A energia existente no circuito LC é pequena e as perdas do conversor amortecem as oscilações de I_{Lr} e V_{Cr} . Desta forma, as principais equações desta etapa podem ser descritas através de uma análise simplificada, a qual despreza a ressonância no circuito tanque LC (ou seja, ao se anular, a corrente I_{Lr} permanece nula até o final desta etapa). As formas de onda do conversor que considera a proposta são mostradas na Figura 8 (b) e elas são empregadas na análise matemática.

A corrente de carga i_o é idêntica tanto na análise real (Figura 8 (a)) quanto na simplificada (Figura 8 (b)). Portanto, o resultado obtido na análise simplificada pode ser estendido para o funcionamento real do conversor. Ao analisar a corrente de carga, o seu valor médio parametrizado é dado por:

$$\begin{aligned} \frac{1}{I_{o_{med}}} &= \frac{\pi D^2 (1-q)}{2q\mu_0} + \frac{\mu_0 \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{1+q}\right)^2 (1-q)}{2\pi q} \\ &- \frac{D \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{1+q}\right) (1-q)}{q} + \frac{2\mu_0}{\pi} - \frac{2\mu_0 \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{1+q}\right)}{\pi\sqrt{q}} \\ &+ \frac{2D}{\sqrt{q}}. \end{aligned} \quad (16)$$

C. Características Estáticas do Conversor

Com base em (15) e (16) são traçadas curvas do comportamento do ganho do conversor em função da

corrente média de saída (Figura 9) e da razão cíclica em função da corrente média (Figura 10). Ambas as curvas apresentam um limite entre MCC e o MCD, o qual é definido por um D crítico.

D. Razão Cíclica Crítica

A razão crítica é definida no modo de operação crítico, no qual a corrente I_1 se anula no final da quarta etapa do MCC (Figura 5). Ao fazer I_1 igual a zero em (10), obtém-se a equação de D crítico, dado por:

$$D_{crit} = \frac{\pi q - 2\sqrt{q}\mu_0 + \mu_0 \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{1+q}\right) (1-q)}{\pi}. \quad (17)$$

A equação (17) define o limite entre os modos MCD e MCC. O comportamento de D crítico para diversos valores de q e μ_0 são ilustrados na Figura 11. Observa-se que, uma escolha adequada de μ_0 e q pode oferecer uma faixa maior de D para operar no MCC.

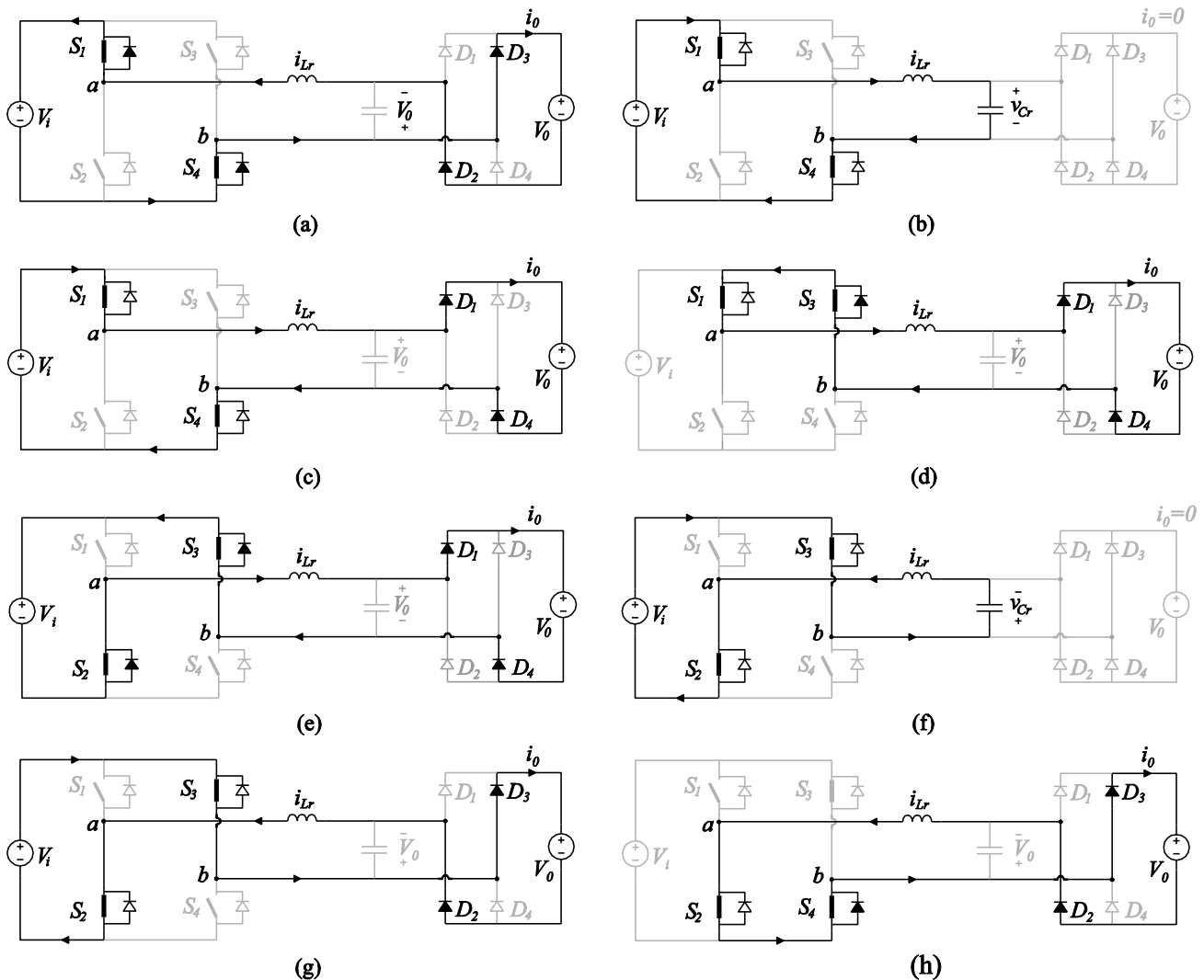


Figura 7. Estados topológicos do conversor proposto no MCC com modulação *phase-shift*, $D < 1$ e $q < 1$. (a) Primeira etapa; (b) segunda etapa; (c) terceira etapa; (d) quarta etapa; (e) quinta etapa; (f) sexta etapa; (g) sétima etapa; e (h) oitava etapa.

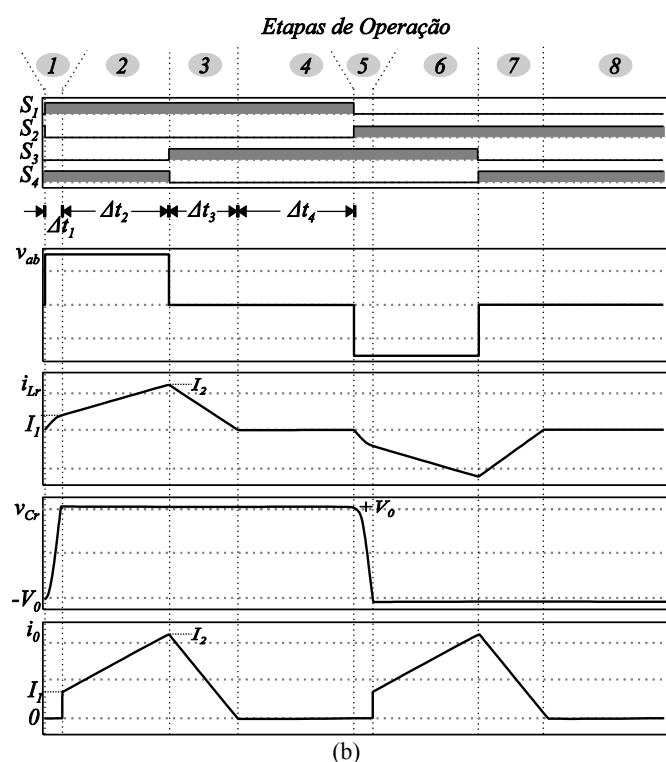
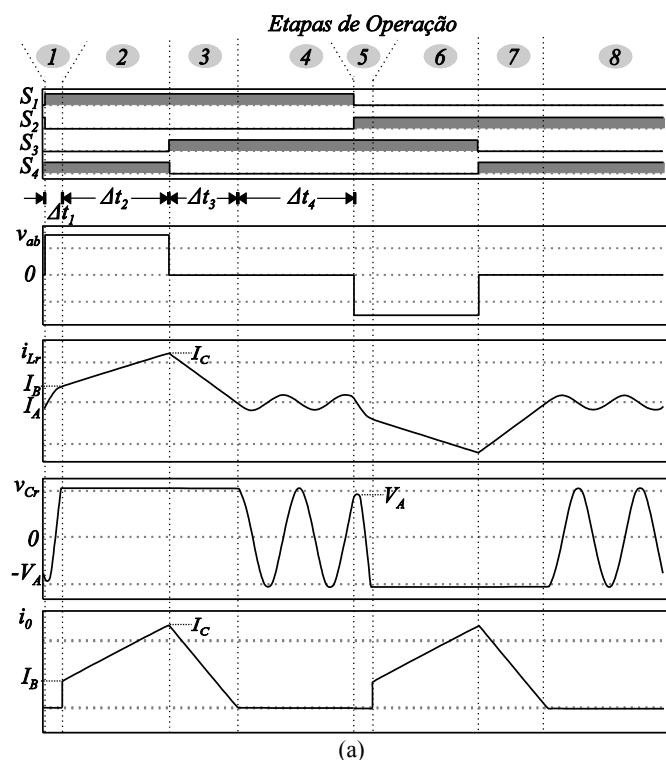


Figura 8. Principais formas de onda do conversor operando no MCD com modulação *phase-shift*, $D < 1$ e $q < 1$. Formas de ondas: sinais de comando S_1 , S_2 , S_3 e S_4 ; tensão V_{ab} ; corrente i_{Lr} , tensão v_{Cr} e corrente de saída i_o (ver Figura 3). (a) análise real; e (b) análise simplificada.

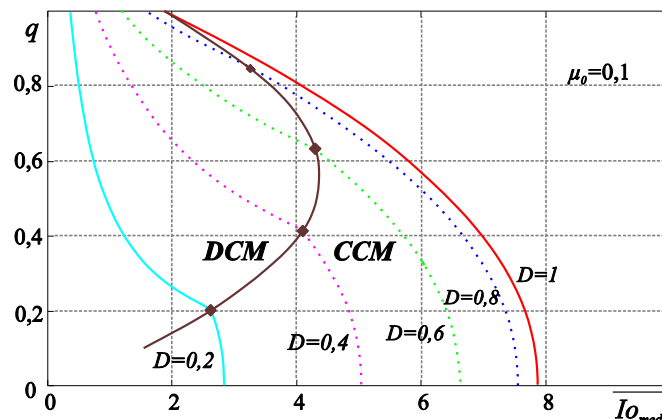


Figura 9. Característica estática de ganho versus corrente de saída do conversor proposto com modulação *phase-shift*, $\mu_0=0.1$ e $q < 1$.

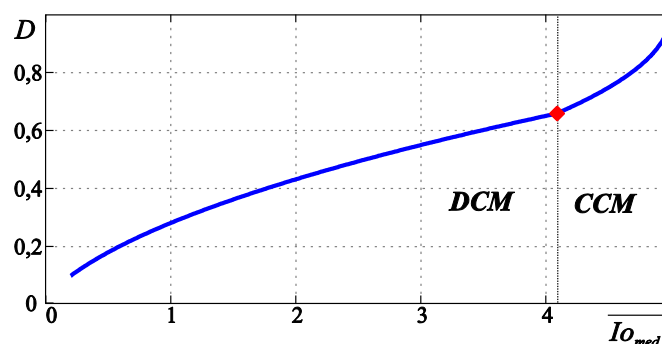


Figura 10. Característica estática de razão cíclica versus corrente de saída do conversor proposto com modulação *phase-shift*, $\mu_0=0.1$ e $q=0.7$.

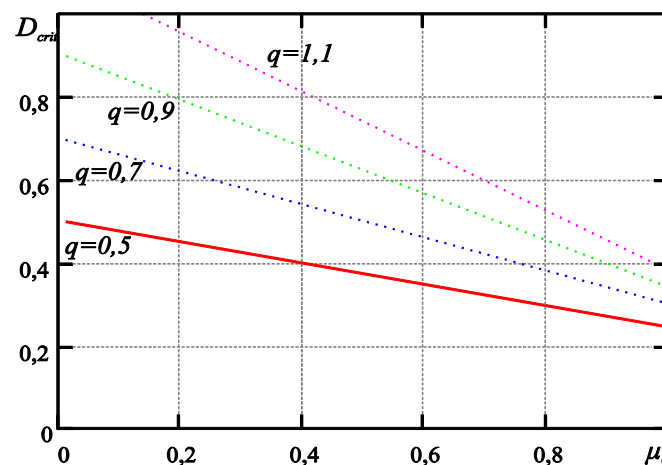


Figura 11. Razão cíclica crítica em relação a μ_0 e q que define o limite entre o MCC e MCD.

E. Comutação dos Interruptores Controlados

O conversor da Figura 4 apresenta comutação sob tensão nula (ZVS – zero voltage switching) em toda faixa de potência no braço dos interruptores S_3 e S_4 , pois os interruptores comutam com a máxima corrente. No MCC a comutação ocorre no início das etapas 4 e 8 com a corrente I_3 (ver Figuras 5 e 7) e no MCD a comutação ocorre no início das etapas 3 e 7 (ver Figura 8) com a corrente I_2 . No MCC, a comutação S_1 e S_2 somente será ZVS se o valor I_2 (início das

etapas 3 e 7 na Figura 8) atender a restrição definida por (18), onde C é a capacitância paralela do interruptor.

$$I_2 \geq \frac{2CV_i}{t_{deadtime}} \quad (18)$$

No MCD, a análise simplificada demonstra que as comutações de S_1 e de S_2 ocorrem sempre com corrente nula (ZCS – zero current switching).

V. PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A. Protótipo

Um protótipo foi desenvolvido para verificar e validar os estudos apresentados neste trabalho. O conversor desenvolvido é de 2,1 kW e com quatro saídas ($V_1=4560$ V, $V_2=1520$ V, $V_3=3450$ V e $V_4=1300$ V) que são empregadas para a polarização da válvula, como exemplificado na Figura 12. O conversor aplica tensões de 1300 V, 4560 V, 6080 V e 9530 V na válvula através da conexão série das suas saídas. A especificação do protótipo está na Tabela I e as tensões geradas para polarizar a válvula TWT são definidas na Tabela II. A fotografia do protótipo, os principais dados de projetos e os principais componentes empregados estão respectivamente na Figura 13, na Tabela III e na Tabela IV.

B. Estágio de Saída Modular

O trabalho propõe uma estrutura modular para as fontes V_1 , V_2 , V_3 e V_4 , com intuito de empregar componentes de baixa tensão (menor que 1000 V). Desta forma, para a saída de 1300 V (V_4) foram projetados dois retificadores de 650 V e conectados em série (depois do filtro capacitivo). Empregando a mesma metodologia, a saída de 4560 V (V_1) é composta por seis retificadores de 760 V, a saída de 1520 V (V_2) é composta por dois retificadores de 760 V e a saída de 3450 V (V_3) utiliza cinco retificadores de 690 V. Assim, diodos e capacitores de 1000 V foram usados (Tabela IV) e a adição ou remoção de módulos permite alterar as tensões de saída. A estrutura completa do conversor proposto é demonstrada na Figura 14, na qual um módulo é composto por uma estrutura retificadora, um filtro capacitivo e um enrolamento secundário.

A escolha do retificador ponte completa foi para usar componentes de baixa tensão e ter uma rápida resposta dinâmica. Retificadores com circuitos multiplicadores de tensão também poderiam ser empregados, como por exemplo, o retificador dobrador de tensão. O uso deste circuito diminuiria pela metade o número de enrolamentos secundários, porém, com o dobro de esforço de tensão nos diodos. Ao manter o mesmo nível de tensão sobre os diodos nos retificadores, ambas as estruturas utilizariam o mesmo número de secundários. Além disto, as estruturas multiplicadoras apresentam uma resposta dinâmica mais lenta em relação ao retificador ponte completa, o que poderia provocar sobretensões indesejadas na TWT.

C. Transformador de Alta Frequência e Múltiplas Saídas

Os principais desafios na construção do transformador para o conversor proposto são em termos da isolamento elétrica

e dos parâmetros intrínsecos. Os fatores que comprometem a isolamento são a presença de ar dentro do enrolamento e a pouca distância entre espiras com potenciais muito diferentes. O fator que influencia nos parâmetros intrínsecos é a forma de montagem, assim, distância entre camadas, distância entre enrolamentos, tipo de núcleo, tipo de fio, são variáveis que alteram os parâmetros.

A literatura [7], [22] e ensaios demonstraram que o aumento da distância entre enrolamentos diminuem a capacitância entre enrolamentos e aumenta a isolamento elétrica. Em contrapartida, o aumento da distância entre o enrolamento primário e os enrolamentos secundários diminui o fator de acoplamento entre as bobinas, o que provoca um aumento na indutância de dispersão do transformador. Em termos de isolamento, seria mais interessante dividir o carretel em duas gavetas na vertical e montar em uma o enrolamento primário e na outra as bobinas dos secundários [7]. Contudo, a indutância de dispersão aumentaria significativamente, o que não é recomendado. Ainda em termos de isolamento, é recomendado construir as bobinas com apenas um camada dentro da sua gaveta (local onde é alocada a bobina na Figura 15), pois o gradiente do potencial elétrico entre as primeiras e as últimas espiras é alto. Assim, a aproximação destas espiras também pode provocar o rompimento da isolamento. Quando necessário o uso de múltiplas camadas, uma isolamento entre camadas deve ser feita. O emprego de uma única camada também atenuará a resistência do enrolamento causada pelo efeito de proximidade, ou seja, contribui para diminuir as perdas de condução das bobinas.

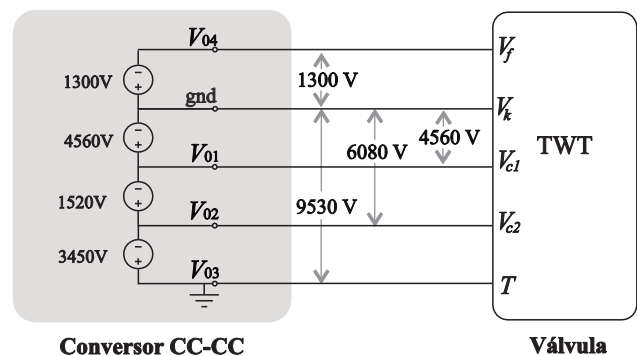


Figura 12. Especificação do conversor para alimentar uma TWT com dois coletores.

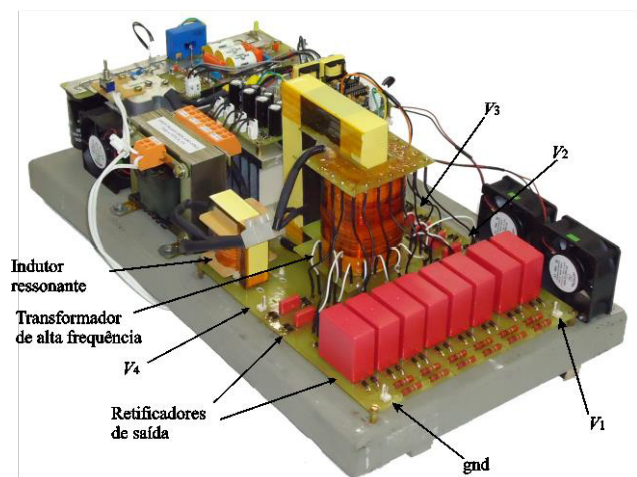


Figura 13. Fotografia do protótipo (2100 W).

Outro fator relevante é a divisão do secundário em vários enrolamentos. A capacitância entre espiras resultante de um enrolamento único é maior que a capacitância entre espiras resultante de vários enrolamentos. Desta forma, a proposta de dividir o secundário em enrolamentos com intuito de utilizar componentes de baixa tensão, também tem como consequência a diminuição da capacitância entre espiras resultante.

Portanto, baseado na literatura [7], [22], [23] e em ensaios realizados, o trabalho propõe a metodologia de construção do transformador ilustrada na Figura 15. O procedimento reduz a indutância de dispersão, a capacitância intrínseca paralela resultante e, além disto, fornece a isolamento elétrica necessária através do uso de espaçadores entre bobinas e o emprego de papel isolante Presspahn®, de fita isolante Kapton® e verniz. A Figura 15 ilustra as gavetas construídas com papel Presspahn® dentro do carretel, nas quais as bobinas são montadas. A construção física do carretel também é importante, pois o fio de uma bobina deve entrar e sair do carretel num local próximo da gaveta e sem haver cruzamentos de fios.

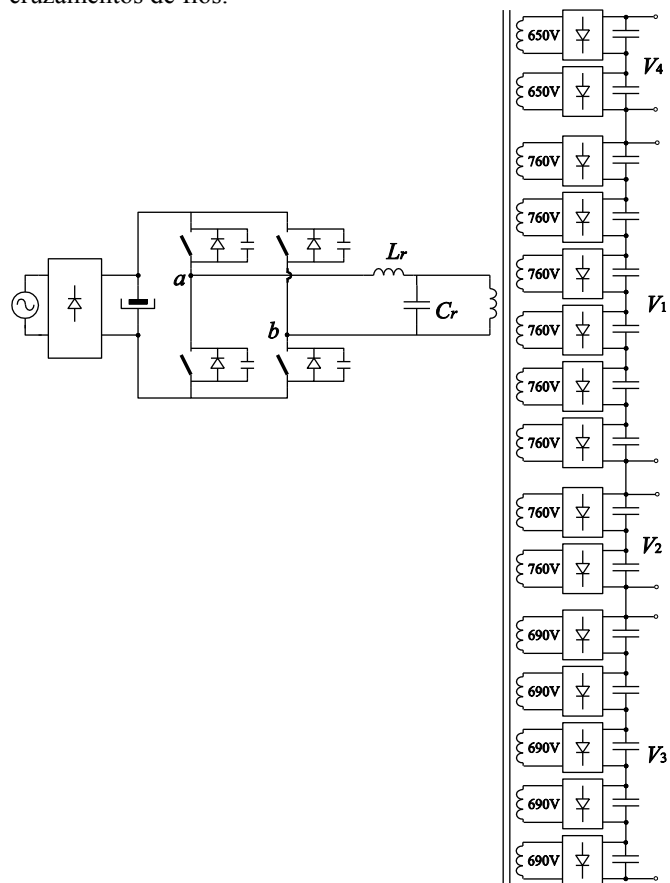


Figura 14. Estrutura modular proposta para o estágio de saída de alta tensão do conversor CC-CC.

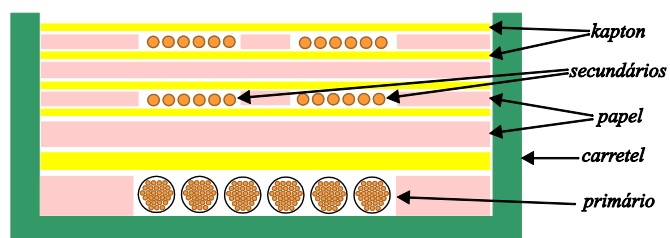


Figura 15. Forma de construção proposta para o transformador.

O transformador descrito na Tabela V foi projetado com a metodologia proposta e ele apresentou uma capacitância C_r de 3,9 nF e uma indutância de dispersão L_r de 2 μ H (parâmetros refletidos para o primário). Os principais parâmetros intrínsecos do transformados estão descritos na Tabela VI. Para atender a especificação de projeto foi adicionado uma indutância externa de 45,7 μ H em L_r .

TABELA I
Principais Especificações do Protótipo

Tensões de saída [V]	Corrente [mA]	Potência [W]
$V_4=1300\pm 2\%$	1	1,3
$V_1=4560\pm 2\%$	345	1573,2
$V_2=1520\pm 2\%$	325	494,0
$V_3=3450\pm 2\%$	15	51,3

TABELA II
Tensões Resultantes Geradas para a Válvula TWT

Tensões de saída [V]	Corrente [mA]	Potência [W]
$V_{04}=V_4=1300\pm 2\%$	1	1,3
$V_{01}=V_1=4560\pm 2\%$	20	91,2
$V_{02}=V_1+V_2=6080\pm 2\%$	310	1884,8
$V_{03}=V_1+V_2+V_3=9530\pm 2\%$	15	142,5

TABELA III
Dados do Projeto do Protótipo

$q=0,667$	$f_s=50$ kHz	$I_{o,med} = 3,85$
$D=0,8$	$f_{\sigma}=367$ kHz	$Z=110 \Omega$
$\mu_{\sigma}=0,136$	$C_r=3,9$ nF	$I_{L,rms}=12,1$ A
$V_f=300$ V	$L_r=47,7$ μ H	$I_{L,pk}=21,0$ A

TABELA IV
Componentes do Projeto do Protótipo

Diodo dos retificadores de saída	MUR 1100 (1000 V)
Capacitor das saídas V_1 e V_2	WIMA: MKP-4, 470 nF/1000 V
Capacitor das saídas V_3 e V_4	WIMA: MKP-4, 22 nF/1000 V
MOSFETs da ponte H	FDH27N50
Modulador e controle	Baseado no CI UCC3895

TABELA V
Dados de Projeto do Transformador

Núcleo	Thorton NEE-76-50-25 IP12R
Enrolamento primário	14 voltas 6 x Fio Litz (1 fio: 40 x AWG37)
Enrolamentos secundários V_1	6 x 53 voltas 1 x AWG28
Enrolamentos secundários V_2	2 x 53 voltas 1 x AWG28
Enrolamentos secundários V_3	5 x 48 voltas 1 x AWG32
Enrolamentos secundários V_4	2 x 45 voltas 1 x AWG32

TABELA VI
Parâmetros Intrínsecos do Transformador

Capacitância Paralela ¹	3,9 nF
Indutância de Dispersão ¹	2 μ H
Indutância de Magnetização	1,5 mH

¹ Parâmetros referidos ao primário.

C. Resultados Experimentais

O comportamento das variáveis do primário do conversor (lado de baixa tensão) são apresentadas para três diferentes pontos de operação nas Figuras 16, 17 e 18. As figuras apresentam a tensão de entrada (V_i), a tensão da saída da ponte H (V_{ab}) e a corrente no indutor ressonante (i_{Lr}).

O primeiro caso (Figura 16) mostra o teste em operação nominal. A tensão de entrada V_i está em 300 V, a carga é de 2100 W (100%) e o conversor opera com $D=0.8$, $q=0,667$ e no MCC. O funcionamento e as formas de onda estão de acordo com o estudo teórico da Figura 5. O rendimento obtido neste ponto de operação foi de 91%, sendo adequado para um conversor isolado, de 2 kW e com alta tensão de saída. As maiores fontes de perdas estão no transformador e nos retificadores de saída. No caso do transformador, as perdas são predominantemente de condução no enrolamento primário e magnéticas no núcleo, devido ao seu tamanho. A isolamento e o grande número de secundários exige o emprego de um núcleo grande (NEE-76-50-25). Já as perdas nos retificadores de saída estão relacionadas à condução e à recuperação dos diodos MUR1100. Este rendimento pode ser melhorado investindo no projeto otimizado do transformador e em novas arquiteturas e novos componentes para o retificador de saída, contudo, o valor atual já é satisfatório e muito acima das fontes de baixa frequência atualmente empregadas em sistemas TWTA.

O segundo teste (Figura 17) apresenta a operação do conversor com 60% da carga nominal, $D=0,8$, $V_i=247$ V e $q=0,82$. Ao observar a corrente i_{Lr} , nota-se que o conversor está no modo de condução crítico (limite entre MCC e o MCD). A razão cíclica crítica calculada com (16) para este ponto de operação é de 0,75, sendo próximo do obtido no experimento, o que valida a análise do limite entre os modos de operação.

O terceiro teste (Figura 18) demonstra o conversor no MCD, operando com 20% da carga nominal, $D=0,4$, $V_i=252$ V e $q=0,80$. Observa-se que a corrente do indutor se anula nas etapas 4 e 8 e, depois, há uma ressonância entre o capacitor C_r e o indutor L_r , como discutido na Figura 7. É possível visualizar um amortecimento na etapa de ressonância que é provocado pelas perdas dos elementos, pois não há transferência de energia para a carga ou para a fonte nestas etapas. Mesmo com a etapa de ressonância, o ganho estático do conversor foi preservado, o que valida a análise simplificada do MCD proposta na seção IV-B (baseado na Figura 8).

A maior tensão fornecida no lado secundário do conversor é de 9530 V (tensão de hélice). Esta tensão é mostrada na Figura 19 para o teste em plena carga, na qual o valor medido é de 9450 V, ou seja, o protótipo apresentou uma regulação de 99,1% que atende a especificação da Tabela II. A tensão de hélice é a única tensão medida e realimentada para fazer o controle de tensão do conversor, assim, o teste apresentado foi desenvolvido em malha fechada. As outras tensões são mantidas dentro da especificação pela regulação cruzada do transformador.

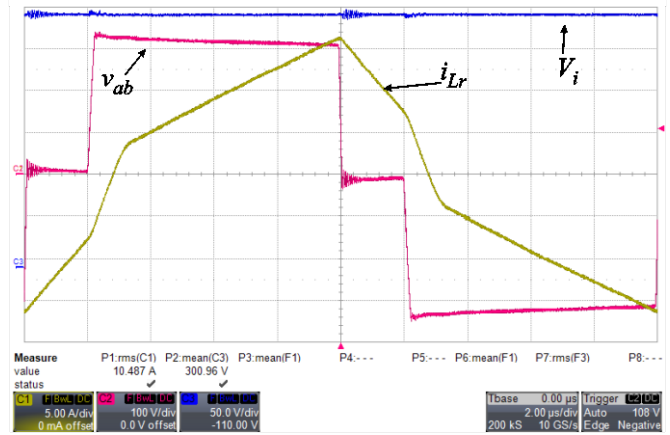


Figura 16. Resultados experimentais com 100% de carga, $D=0,8$ e operação no MCC. Variáveis do lado de baixa tensão (primário): Tensão de entrada CC (V_i); tensão de saída da ponte H (V_{ab}), corrente no indutor ressonante (i_{Lr}).

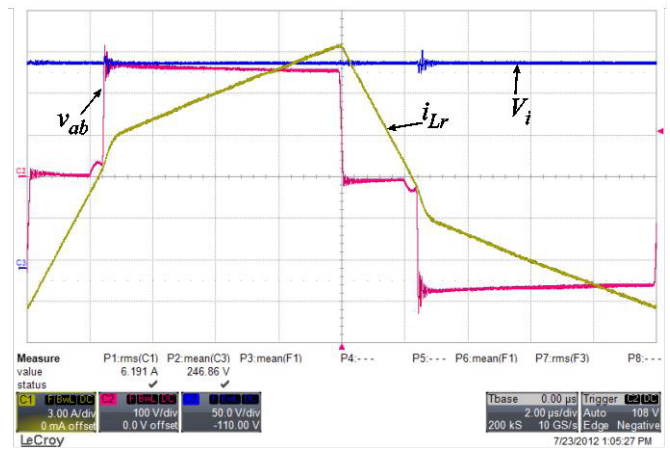


Figura 17. Resultados experimentais com 60% de carga, $D=0,8$ e operação no modo de condução crítico. Variáveis do lado de baixa tensão (primário): Tensão de entrada CC (V_i); tensão de saída da ponte H (V_{ab}), corrente no indutor ressonante (i_{Lr}).

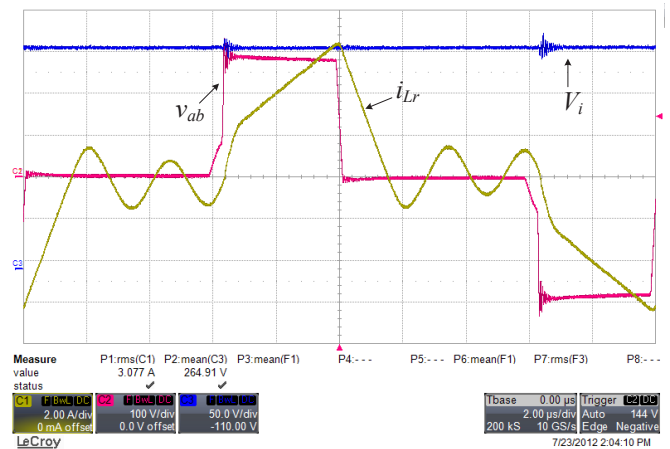


Figura 18. Resultados experimentais com 20% de carga, $D=0,4$ e operação no MCD. Variáveis do lado de baixa tensão (primário): Tensão de entrada CC (V_i); tensão de saída da ponte H (V_{ab}), corrente no indutor ressonante (i_{Lr}).

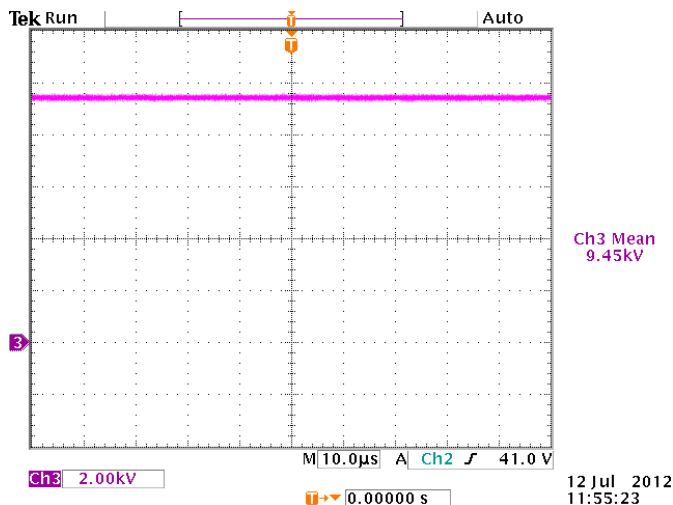


Figura 19. Resultado experimental do lado de alta tensão (secundário) do conversor, com 100% de carga, $D=0,8$ e operação no MCC. Variável: tensão de Hélice ($V_1+V_2+V_3$).

A tensão de hélice é composta pela conexão série das tensões intermediárias V_1 , V_2 e V_3 , como ilustrado na Figura 12. Estas tensões foram verificadas no teste em plena carga e seus valores foram: $V_1=4520$ V (valor teórico=4560 V), apresentando uma regulação de 99,1%; $V_2=1490$ V (valor teórico=1520 V), uma regulação de 98%, e; $V_3=3440$ V (valor teórico=3450 V), uma regulação de 99,7%. Os resultados demonstram uma regulação cruzada adequada entre as saídas e atendem as especificações da Tabela I. Os resultados da Figura 19 validam a configuração proposta para o secundário do conversor, o projeto do transformador e o ponto de operação do conversor.

VI. CONCLUSÃO

Este trabalho contribuiu com a análise completa do conversor CC-CC paralelo ressonante com saída em tensão para ganhos menores que 1. O conversor foi proposto para gerar múltiplas saídas de alta tensão e, assim, polarizar uma válvula TWT de um sistema TWTA de RADAR.

A análise do conversor foi desenvolvida para operação em frequência fixa, modulação *phase-shift* e modos de operação contínuo e descontínuo. A característica estática, as etapas de operação, as principais formas de onda e o limite entre as regiões de MCC e MCD foram definidas no estudo. A análise demonstrou que o MCC é obtido com mais facilidade para valores altos de D , baixos de μ_0 e para baixa variação de carga, o que indica que o conversor é adequado para cargas constantes, como as TWTs. A análise teórica foi corroborada através de um protótipo de 2,1 kW e saídas de 1,3 kV, 3,42 kV, 4,94 kV e 9,5 kV.

A estrutura CC-CC paralelo ressonante com saída tensão apresentou características interessantes como: (i) é capaz de trabalhar com ZVS; (ii) permite aproveitar os parâmetros intrínsecos do transformador no seu circuito (e estes parâmetros são significativos com alta tensão de saída, no qual a relação de transformação é elevada); (iii) não gera sobretensões nos diodos retificadores do secundário devido à saída em tensão e; (iv) não produz picos elevados de corrente no lado de baixa tensão.

O trabalho também contribuiu com uma proposta modular para o estágio de saída (alta tensão), o qual permite utilizar componentes de baixa tensão (menor que 1000 V). Os módulos são compostos por retificadores a diodos com filtro capacitivo, que são conectados em série para gerar os diferentes níveis de tensão. A configuração mostrou bom desempenho nos testes experimentais.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer o MCTI e o CNPq pelo apoio financeiro através dos processos 471871/2013-3 e 401787/2013-3, a empresa Inergiae Conversores Estáticos LTDA pelo apoio técnico e o aluno Neilor Colombo Dal Pont pelo apoio editorial.

REFERÊNCIAS

- [1] J.T. Mendel, "Helix and Coupled-Cavity Traveling-Wave Tubes," *Proceedings of the IEEE*, vol. 61, no.3, pp. 280-298, 1973.
- [2] P. E. Clark, J. L. Schram, G. Wada, "New Developments in Ka-Band: A 10 W CW Helix Type TWT," *Electron. Devices Meeting*, vol. 22, pp. 373-376, 1976.
- [3] S. Offermanns, "Resonance Characteristics of a Cavity-Operated Electrodeless High-Pressure Microwave Discharge System," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, no.7, pp. 904-911, julho 1990.
- [4] C. K. Chong, J. A. Davis, R. H. Le Borgne, M. L. Ramay, R. J. Stolz, R. N. Tamashiro, J. P. Vaszari, X. Zhai, "Development of High-Power Ka-Band and Q-Band Helix-TWTs," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 52, no.5, pp. 653-659, abril 2005.
- [5] L. Ceruti, M. Gambarara, and D. Viganò, "New Generation EPC for Medium Power TWTs," in *Proc. Eur. Space Power Conf.*, pp. 299-316, 1998.
- [6] E. Pequet, P. Delporte, P. Fayt, M. Gak, T. Canon, "ESA Qualified EPC for Telecommunication Satellites TWTA," in *Vacuum Electronics Conference*, pp. 14.1-14.2, 2000.
- [7] S. C. Kim, S. H. Nam, D. H. Kim, "Development of High-Power Density, 4-kV Pulse Transformers for TWTA," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 32, no.5, pp. 1873-1878, outubro 2004.
- [8] I. Arens, F. Tonicello, "Conductance Control with a Boost Regulator for a High-Voltage Power Conditioner for a TWTA," in *Proc. Eur. Space Power Conf.*, pp. 343-350, 1991.
- [9] R. I. Ross, B. Gunn, "High Voltage Power Supply Particularly Adapted For a TWT," U.S. Patent 4 777 406, Oct. 11, 1988.
- [10] J. Uceda, C. Blanco, M. A. Pérez, and M. Rico, "Design of the Delay Line Power Supply of a TWT," in *Proc. Eur. Space Power Conf.*, pp. 2123-2128, 1995.
- [11] R. J. Heinrich, L. J. Bazin, "TWT Power Supply with Improved Dynamic Range," U.S. Patent 6 495 961, Dec. 17, 2002.

- [12] X. Li, A. K. S. Bhat, "Analysis and Design of High-Frequency Isolated Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no.4, pp. 850-862, abril 2010.
- [13] J. Li, Z. Niu, D. Zhou, Y. Shi, "Parallel Resonant Converter with Multipliers and the Application in TWTA Power Supply," in *IEEE Conf. on Industrial Electronics and Applications*, pp. 1-5, 2006.
- [14] 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, julho 2003.
- [15] S. Johnson, A. Witulski, R. Erickson, "Comparison of Resonant Topologies in High-Voltage DC Applications". *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 24, n. 3, p. 263-274, maio 1988.
- [16] 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 *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol.2, pp. 913-919, 1995.
- [17] D.T. Rodrigues, J.A. Pomilio, "Equalização de Potência entre Cargas Ressoantes de Alta Tensão através de Compensação Eletrônica de Parâmetros," *Eletrônica Potência*, vol. 18, no.3, pp. 1073-1081, 2013.
- [18] 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 Potência*, vol. 4, no.1, pp. 1-9, 1999.
- [19] E.C. Dias, L.C.G. Freitas, E.A.A. Coelho, J.B. Vieira Jr., L.C. de Freitas, "Proposta de uma Família de Conversores ZCS Quase-Ressonante," *Eletrônica de Potência*, vol. 15, no. 31-44, 2010.
- [20] R.L. Steigerwald, "Analysis of a Resonant Transistor DC-DC Converter with Capacitive Output Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol 32, no.4, pp. 439-444, novembro 1985.
- [21] T.B. Lazzarin, O.J. Custodio, C. Costa Motta, I. Barbi, "An Isolated DC-DC Converter with High-Output-Voltage for a TWTA," in *IEEE 36th International Telecommunications Energy Conference*, pp. 1-7, 2014.
- [22] R. Petkov, "Optimum Design of a High-Power, High-Frequency Transformer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.11, no.1, pp.33-42, janeiro 1996.
- [23] G. L. Piazza, "Implementação de uma Fonte para Acionamento de Raio Laser," *Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - UFSC*, 2008.

DADOS BIOGRÁFICOS

Odair José Custodio, nascido em São Lourenço do Oeste, SC, Brasil, em 1974. Recebeu o grau de Engenheiro Eletricista com a premiação de Mérito Estudantil pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), em 1997, e Mestre em Eletrônica de Potência no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) da UFSC, em 2012. Trabalhou por 15 anos na empresa Specto Tecnologia, tendo a função de Diretor de Tecnologia. Atualmente é sócio diretor da empresa Inergiae Conversores Estáticos.

Telles Brunelli Lazzarin, nascido em Criciúma, Santa Catarina, Brasil, em 1979. Recebeu o grau de Engenheiro eletricista, mestre e doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brasil, em 2004, 2006 e 2010, respectivamente. Atualmente é professor no Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica (EEL) da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) e pesquisador no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP). É membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de (SOBRAEP) e da *IEEE Society*.

Ivo Barbi, nascido em Gaspar, Santa Catarina, Brasil, em 1949. Recebeu o grau de Engenheiro eletricista e mestre pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brasil, em 1973 e 1976, respectivamente, e o grau de Dr.Ing. pelo Institut National Polytechnique of Toulouse, Toulouse, França, em 1979. Fundador da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e do Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), UFSC. Atualmente é professor voluntário no Departamento de Automação e Sistemas (DAS) da UFSC, membro permanente da Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PGEEL) da UFSC, Fellow da *IEEE Society* e Editor Associado da *IEEE Transactions on Power Electronics*.