

CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO SR-ZVS-QRC PWM

Leandro Sousa Vilefort, Fábio Vincenzi Romualdo da Silva, Ernane Antônio Alves Coelho,
Luiz Carlos de Freitas e João Batista Vieira Jr

Universidade Federal de Uberlândia – UFU/Faculdade de Engenharia Elétrica – FEELT- NuPEP
Uberlândia, MG - Brasil

e-mails: leandrovilefort@gmail.com, fabiovince@yahoo.com.br, ernane@ufu.br, freitas@ufu.br, batista@ufu.br

Resumo - Este artigo apresenta um conversor Boost Quadrático associado a uma célula de auxílio à comutação auto-ressonante (SR) com comutação com tensão nula na entrada de condução (ZVS). O conversor proposto possui elevado ganho de tensão, baixas perdas por comutação e interferência eletromagnética (IEM) reduzida, tornando-o apropriado para ser utilizado em células a combustível (H_2). Serão apresentadas etapas de operação, principais formas de onda, diagrama de fase, equação do ganho estático, ábacos do ganho estático pela razão cíclica (D) para diferentes pontos de operação e resultados experimentais de um protótipo montado em laboratório.

Palavras-Chave – Comutação suave, IEM, Ganho Estático, Rendimento e Ressonância.

QUADRATIC BOOST CONVERTER USING THE SR-ZVS-QRC PWM CELL

Abstract – This paper presents a Quadratic Boost converter associated to an auxiliary commutation cell self resonant (SR) with zero voltage switching (ZVS). The proposed converter has high voltage gain, low switching losses and reduced electromagnetic interference (EMI), making it suitable for fuel cells (H_2) applications. There will be presented operation steps, main waveforms, phase diagram, static gain equation, graphics of static gain by duty cycle (D) for different operating points and experimental results of implemented prototype assembled in the laboratory.

Keywords – Soft Switching, EMI, Static Gain, Efficiency and Resonance.

I. INTRODUÇÃO

Algumas fontes alternativas de energia, como as células a combustível (H_2), disponibilizam energia na forma de fonte de tensão variando de 24 a 60 V. Esses valores são muito baixos se comparados com a tensão necessária na entrada do inversor, quando uma conversão CC-CA é requerida. Nesse contexto, torna-se necessária a utilização de um conversor CC-CC elevador. O conversor mais utilizado para tal aplicação é o Boost [1]. Contudo, seu ganho é limitado pelas perdas de condução, quando a razão cíclica se aproxima da unidade [2].

Artigo submetido em 10/05/2011. Primeira revisão em 14/11/2011, segunda revisão em 13/01/2012. Aceito para publicação em 29/02/2012 por recomendação do editor João Onofre P. Pinto.

A faixa de conversão pode ser estendida consideravelmente com o cascadeamento de dois conversores boost, pois o ganho de tensão passará a ter uma dependência quadrática com a razão cíclica [2], porém a estrutura resultante é volumosa [1].

Para amenizar esse problema, eleva-se a frequência de chaveamento do conversor a fim de reduzir peso e volume dos elementos magnéticos. Mas, o aumento desse parâmetro provoca elevação das perdas por comutação e emissão de ruídos eletromagnéticos. Além disso, estruturas cascadeadas utilizam mais de um interruptor, acentuando os efeitos indesejados mencionados.

Tendo em vista a necessidade de ampliar a faixa de conversão em conversores CC-CC, em [2] é apresentada uma nova classe de conversores PWM cujo ganho de tensão possui dependência quadrática em relação à razão cíclica, contendo um único interruptor.

Derivado dos conversores quadráticos, o conversor Boost Quadrático foi concebido em [3], conforme Figura 1. Apesar de ter reduzido a estrutura a um interruptor, ela ainda apresenta perdas elevadas por comutação e IEM elevado. Outras topologias do conversor Boost Quadrático foram propostas em [1] e [4].

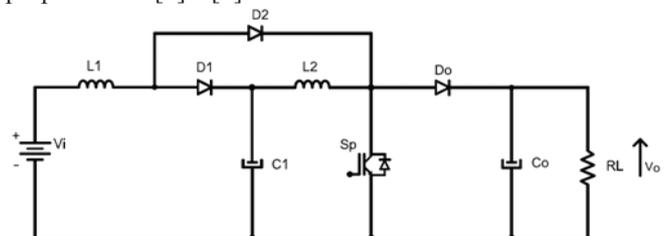


Fig. 1. Conversor Boost Quadrático.

Para resolver os problemas supracitados, várias técnicas de comutação foram propostas até o momento.

Em [5], foi proposta uma série de novos conversores quase ressonantes com modulação em frequência (QRC-FM). Duas técnicas de comutação foram apresentadas nesse artigo. A primeira é a de comutação com corrente nula na saída de condução (ZCS). Ao incorporar um circuito LC ressonante, a forma de onda da corrente do interruptor é forçada a oscilar de forma quase senoidal, criando, portanto, condições de comutação com corrente nula.

A segunda técnica é a comutação com tensão nula na entrada de condução (ZVS). Ao utilizar-se uma malha ressonante LC, a forma de onda de tensão do interruptor pode ser moldada em uma onda quase senoidal antes de seu fechamento. Desta forma, cria-se condição para que ocorra entrada em condução com tensão nula.

Os conversores QRC-FM possuem algumas desvantagens como limitação de carga e dificuldades de controle devido à

freqüência de chaveamento variável e esforços adicionais de tensão e/ou corrente, restringindo o uso dos mesmos [6].

Em [7], [8] e [9], foram propostos conversores quase ressonantes com freqüência de chaveamento constante (QRC-PWM). Esses conversores têm a vantagem da implementação do controle com freqüência de chaveamento fixa, porém possuem todas as outras desvantagens dos QRC-FM, o que podem limitar suas aplicações.

Até então, técnicas de comutação suave aplicadas aos conversores PWM, com exceção de alguns casos isolados, são sujeitas a altos estresses de tensão e/ou de corrente. Em [10], foi proposta uma nova classe de conversores PWM de transição com tensão nula (ZVT). Usando uma malha ressonante em paralelo com os interruptores, os conversores propostos obtêm comutação com tensão nula para os interruptores ativos e passivos, minimizando os estresses de tensão e corrente.

Em [6], [11] e [12] é apresentada a célula de comutação auto-ressonante SR-ZVS-PWM, capaz de operar sem perdas por comutação, com freqüência de chaveamento elevada e sem a limitação de potência teórica presente nos conversores QRC-FM. Além disso, não necessita de fonte auxiliar e os interruptores não são submetidos a esforços adicionais de tensão e/ou de corrente. A Figura 2 ilustra essa célula de comutação.

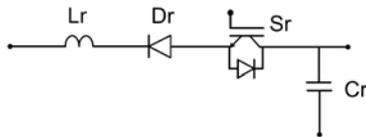


Fig. 2. Célula de auxílio à comutação SR-ZVS-QRC.

Existem ainda pesquisas de conversores com comutação suave contendo somente um interruptor ativo [13].

Um conversor Boost Quadrático com comutação suave foi proposto pela primeira vez em [14]. Com a introdução de duas malhas ressonantes, a comutação suave é obtida, proporcionando condições de funcionamento altamente eficientes para uma larga faixa de cargas em altas freqüências de comutação. O interruptor principal opera no modo ZVS. Entretanto, ele utiliza muitos elementos adicionais ao circuito, além de necessitar de duas fontes auxiliares, o que o torna bastante volumoso.

Outro trabalho, apresentado em [15], utiliza uma única malha quase-ressonante para obter comutação suave no conversor Boost Quadrático. O interruptor principal opera no modo ZCS. Uma desvantagem dessa topologia é que apresenta esforços adicionais de tensão e de corrente nos semicondutores, o que resulta em limitação de carga e aumento das perdas de condução.

O conversor Boost Quadrático PWM proposto, mostrado na Figura 3, utiliza a célula de auxílio à comutação SR-ZVS-QRC para reduzir as perdas por comutação e emissão de ruídos IEM.

Além da célula de comutação, foi necessária a inserção de um interruptor auxiliar (S_a) em série com o diodo D_2 para garantir que este não entre em condução durante a etapa de ressonância, prejudicando o funcionamento esperado da célula de comutação.

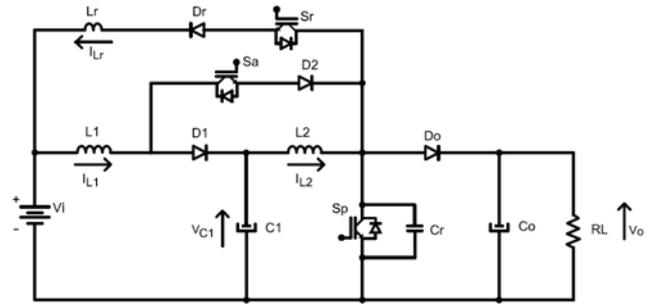


Fig. 3. Conversor Boost Quadrático SR-ZVS-QRC PWM.

O interruptor S_p entra em condução no modo ZVS e, na abertura, a corrente é desviada para o capacitor C_r . Já o interruptor S_r é aberto com corrente nula (ZCS) e fechado com baixas perdas devido ao indutor L_r . Por fim, o interruptor S_a é aberto no modo ZCS e funciona com baixas perdas na entrada em condução, se um pequeno indutor for adicionado em série a ele.

Comparado aos conversores quadráticos com comutação suave apresentados em [14] e [15], o conversor proposto possui as seguintes vantagens:

- Maior ganho estático em função da razão cíclica;
- Não necessita de fonte auxiliar;
- Não possui estresses adicionais de tensão e de corrente nos semicondutores;
- A comutação é suave em todos os interruptores, tanto na entrada quanto na saída de condução.

II. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

A fim de simplificar a análise qualitativa e quantitativa do conversor, algumas considerações devem ser feitas. Fontes de tensão, fontes de corrente e semicondutores serão considerados ideais e assume-se que os interruptores são bidirecionais em corrente.

Serão descritas abaixo as oito etapas de operação e os respectivos cálculos de seus intervalos de tempo.

Por definição, tem-se:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (1)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (2)$$

$$\alpha = \frac{I_{L2} \cdot Z_0}{V_0 - V_i} \quad (3)$$

$$K = \frac{V_i}{V_0 - V_i} \quad (4)$$

Onde: Z_0 é a impedância característica da ressonância; ω_0 é a freqüência angular da ressonância; α é a impedância característica de carga normalizada e K é a relação entre a tensão de entrada pela diferença entre a tensão de saída e a tensão de entrada.

Primeira Etapa ($t_0 - t_1$) – (Figura 4). Inicia-se com o fechamento do interruptor S_r . A corrente I_{Lr} cresce linearmente até atingir o valor de I_{L2} , bloqueando D_0 . O capacitor ressonante C_r permanece carregado com a tensão de saída V_0 . O intervalo de tempo Δt_1 é dado por (5):

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_0} \quad (5)$$

Segunda Etapa ($t_1 - t_2$) – (Figura 5). Esta é a etapa ressonante, que se inicia com o bloqueio de D_0 e termina quando a tensão em C_r se anula. Surge aqui a necessidade de adicionar um interruptor auxiliar (S_a) em série ao D_2 para que, em t' , D_2 não entre em condução quando V_{Cr} atingir o valor de V_{C1} . Além disso, a partir de t' , o indutor L_2 começa a ser carregado, pois V_{Cr} é menor que V_{C1} . O intervalo de tempo Δt_2 é dado por (6):

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \cdot [\pi - \arccos K] \quad (6)$$

Terceira Etapa ($t_2 - t_3$) – (Figura 6). É a segunda etapa linear de corrente através de L_r . Ao final da segunda etapa, a tensão em C_r é nula e a corrente da malha ressonante passa a fluir pelo diodo incorporado a S_p , permitindo o fechamento deste no modo ZVS. I_{Lr} decresce linearmente podendo atingir o valor mínimo de I_{L2} . O indutor L_2 é carregado pela fonte V_{C1} . O tempo de duração pode variar a critério do projetista, desde que o valor da corrente I_{Lr} seja maior ou igual a I_{L2} . A qualquer momento pode-se fechar o interruptor S_p . O intervalo de tempo Δt_3 é dado por (7):

$$\Delta t_{3\max} = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{1-K^2}}{K} \quad (7)$$

Quarta Etapa ($t_3 - t_4$) – (Figura 7). Tem início com o fechamento de S_a e S_p . É a terceira etapa linear para L_r . A corrente I_{Lr} decresce linearmente até tornar-se nula, enquanto a corrente em S_p cresce linearmente até assumir por completo as correntes nos indutores L_1 e L_2 . Os indutores L_1 e L_2 são carregados pelas fontes de tensão V_i e V_{C1} , respectivamente. Quando $\Delta t_3 = \Delta t_{3\max}$, o intervalo de tempo $\Delta t_4 = \Delta t_{4\min}$, dado por (8), caso $\Delta t_3 \neq \Delta t_{3\max}$, Δt_4 é dado por (9):

$$\Delta t_{4\min} = \frac{\alpha}{K \cdot \omega_0} \quad (8)$$

$$\Delta t_4 = \Delta t_{4\min} + \Delta t_{3\max} - \Delta t_3 \quad (9)$$

Quinta Etapa ($t_4 - t_5$) – (Figura 8). É a etapa PWM de armazenamento de energia, durante a qual I_{L1} cresce por ação de V_i e I_{L2} cresce devido a V_{C1} . A etapa termina quando S_p é desligado. A qualquer instante S_r já pode ser desligado no modo ZCS. O intervalo de tempo Δt_5 é dado por (10):

$$\Delta t_5 = D \cdot T - \Delta t_4 \quad (10)$$

Sexta Etapa ($t_5 - t_6$) – (Figura 9). Caracteriza-se por ser a primeira etapa linear de tensão para C_r . Este assume I_{Sp} e é carregado linearmente até atingir a tensão V_{C1} , quando D_2 é bloqueado. Isso permite que S_p seja desligado com comutação suave. O intervalo de tempo Δt_6 é dado por (11):

$$\Delta t_6 = \frac{V_{C1} \cdot C_r}{I_{L1} + I_{L2}} \quad (11)$$

O cálculo da corrente I_{L1} é feito pela corrente média e resulta em (12):

$$I_{L1} = \frac{I_{L2}}{1 - D - \frac{\Delta t_6}{T}} \quad (12)$$

Sétima Etapa ($t_6 - t_7$) – (Figura 10). Inicia-se com o bloqueio de D_2 e a conseqüente entrada de condução de D_1 . É a segunda etapa linear para a tensão no capacitor C_r . Entretanto, ele é carregado com corrente constante I_{L2} e sua tensão cresce linearmente até atingir a tensão de saída V_0 , terminando a etapa com a entrada de condução de D_0 . O intervalo de tempo Δt_7 é dado por (13):

$$\Delta t_7 = \frac{(V_0 - V_{C1}) \cdot C_r}{I_{L2}} \quad (13)$$

Oitava Etapa ($t_7 - t_8$) – (Figura 11). É a etapa PWM de transferência de energia. Inicia-se com a entrada de condução do diodo de saída D_0 e termina quando o interruptor S_r é fechado. A energia acumulada em L_1 é transferida para C_1 e a acumulada em L_2 é transferida para C_0 . O intervalo de tempo Δt_8 é dado por (14):

$$\Delta t_8 = T \cdot (1 - D) - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_6 + \Delta t_7) \quad (14)$$

A seguir estão listadas as Figs. 4 a 11 representando, em negrito, os circuitos formados nas etapas de operação.

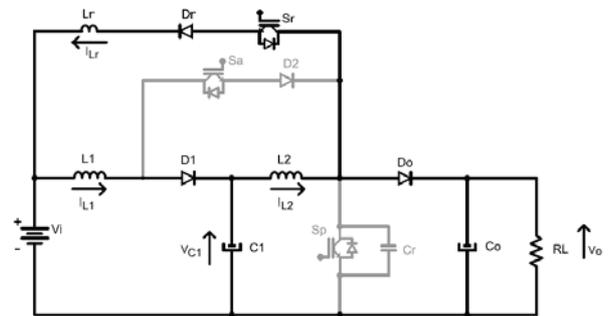


Fig. 4. Primeira Etapa ($t_0 - t_1$).

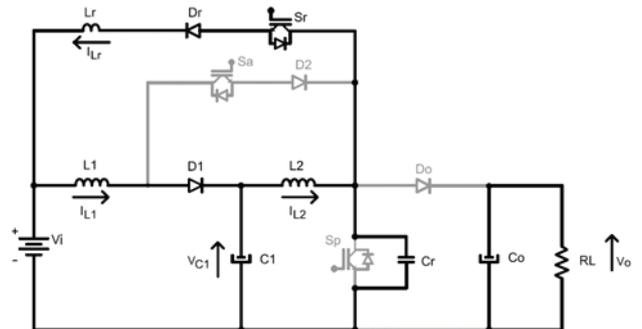


Fig. 5. Segunda Etapa ($t_1 - t_2$).

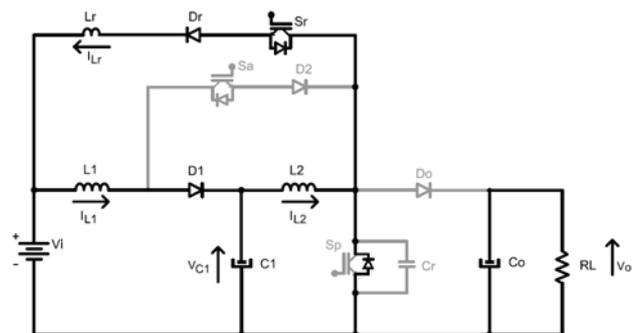


Fig. 6. Terceira Etapa ($t_2 - t_3$).

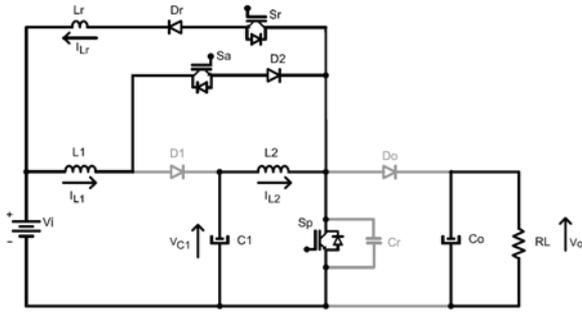


Fig. 7. Quarta Etapa ($t_3 - t_4$).

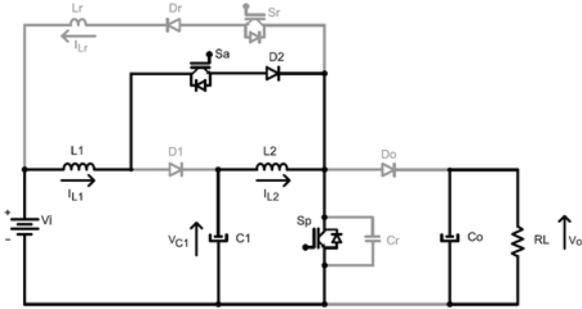


Fig. 8. Quinta Etapa ($t_4 - t_5$).

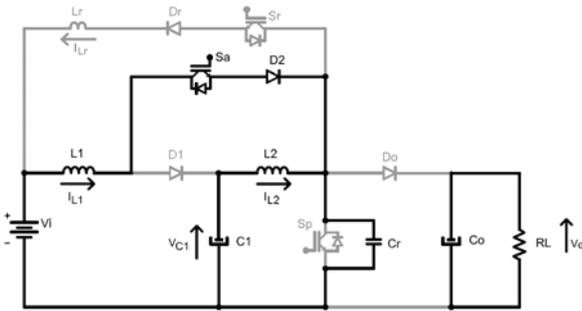


Fig. 9. Sexta Etapa ($t_5 - t_6$).

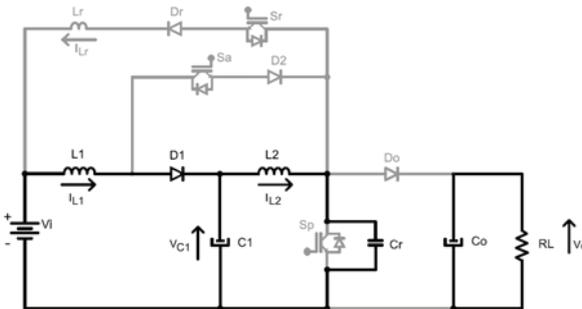


Fig. 10. Sétima Etapa ($t_6 - t_7$).

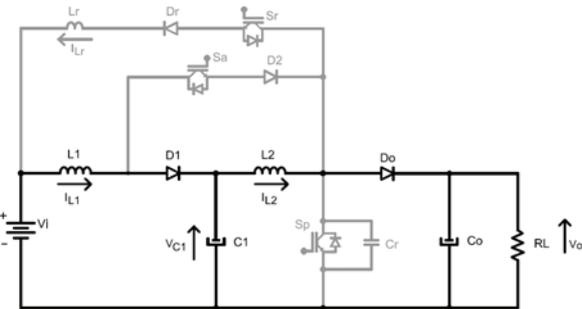


Fig. 11. Oitava Etapa ($t_7 - t_0$).

As principais formas de onda e o plano de fases do conversor proposto são mostrados nas Figuras 12 e 13, respectivamente.

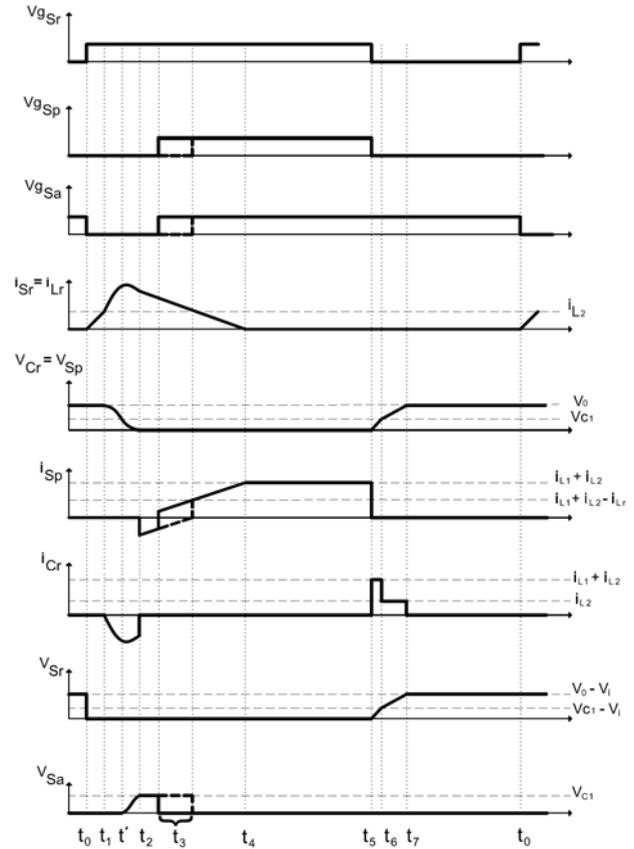


Fig. 12. Principais formas de onda

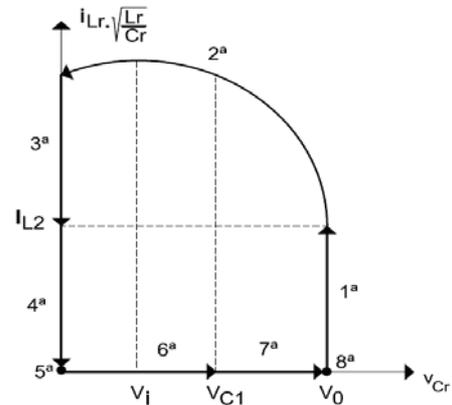


Fig. 13. Plano de Fases

Analisando o plano de fases, representado na Figura 13, nota-se que para ocorrer comutação ZVS, a terceira etapa deve existir. Portanto, o raio da segunda etapa deve ser maior ou igual a duas vezes a tensão de entrada ($V_0 \geq 2V_i$), ou seja, $G_{min} = 2$.

A partir do cálculo da tensão média no indutor L_1 , encontra-se a expressão para cálculo da tensão no capacitor C_1 .

$$V_{C1} = \frac{V_i}{\left(1 - D - \frac{\Delta t_6}{2T}\right)} \quad (14)$$

Da mesma forma, encontra-se a expressão para cálculo do ganho estático do conversor a partir do cálculo da tensão média no indutor L_2 .

$$G = \frac{V_0}{V_i} = \frac{\left\{ \frac{\left[T - \left(\frac{\Delta t_6 + \Delta t_7}{2} \right) \right]}{\left[(1-D) - \frac{\Delta t_6}{2T} \right]} - (\Delta t_2 + \Delta t_3) \right\}}{\left[T(1-D) - \left(\Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_6 + \frac{\Delta t_7}{2} \right) \right]} \quad (15)$$

Com o objetivo de identificar as regiões de operação QRC ou PWM e o efeito de Δt_3 na razão cíclica, foram traçadas curvas com diferentes valores de Δt_3 para ganhos de tensão de 4, 8, 12 e 16, variando-se a impedância característica de carga normalizada (α) de 0 a 2. Os parâmetros utilizados para o traçado das curvas foram: $V_i = 50$ V, $C_r = 8,1$ ns e $L_r = 3,4$ μ H. Para a Figura 14 foi utilizada $f = 50$ kHz e para a Figura 15 utilizou-se $f = 30$ kHz.

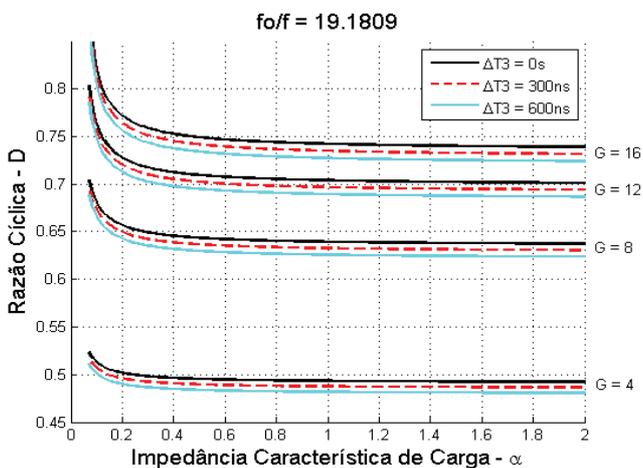


Fig. 14. D x α com $f = 50$ kHz.

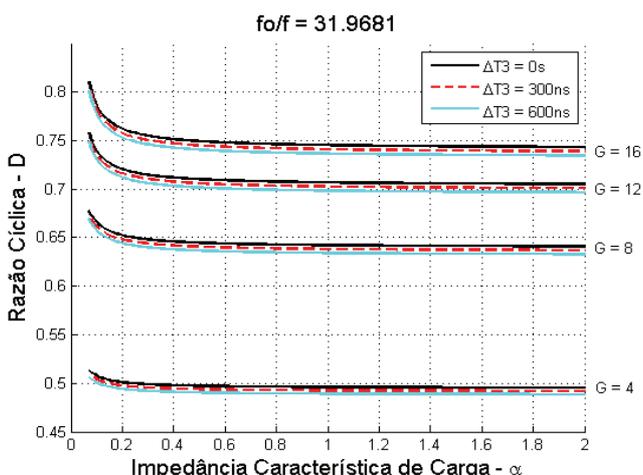


Fig. 15. D x α com $f = 30$ kHz.

Analisando as Figuras 14 e 15, nota-se que quanto maior a terceira etapa de operação, maior será o acúmulo de energia em L_2 , resultando em valores menores de razão cíclica para um mesmo ganho estático. Além disso, para valores de α menores que 0,4 o comportamento QRC torna-se

predominante e, para valores maiores que 0,4, predomina-se o comportamento PWM. Por fim, quanto maior a relação f_0/f , menor será o efeito QRC sobre a razão cíclica.

As Figuras 16 e 17 ilustram o comportamento das curvas de ganho do conversor proposto para $\Delta t_{3min} = 0$ e $\Delta t_3 = 900$ ns, comparadas à curva de ganho do conversor Boost Quadrático. Para tal, foram fixados os seguintes parâmetros: $V_i = 50$ V, $f = 50$ kHz, $C_r = 8,1$ ns, $L_r = 3,4$ μ H, $\alpha = 0,25$ (Figura 16) e $\alpha = 1$ (Figura 17).

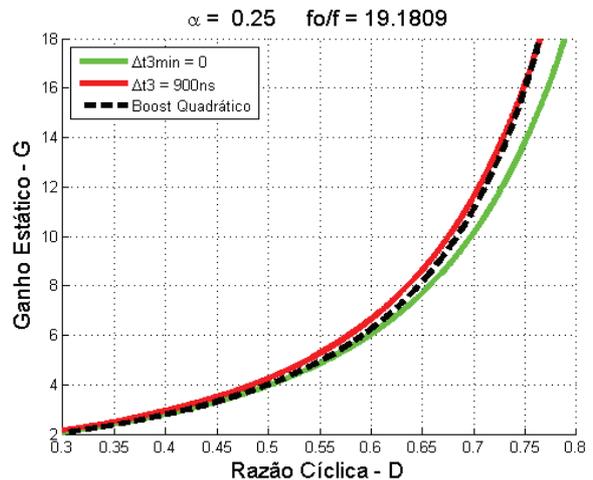


Fig. 16. Ganho Estático x Razão Cíclica, com $\alpha = 0,25$.

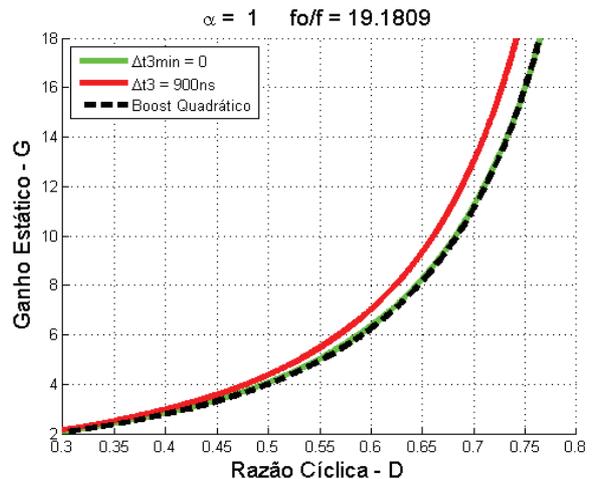


Fig. 17. Ganho Estático x Razão Cíclica, com $\alpha = 1$.

A partir das Figuras 16 e 17 demonstra-se que a característica quadrática do conversor proposto manteve-se com a adição da célula de comutação suave, podendo apresentar ganhos de tensão superiores ao do conversor Boost Quadrático.

III. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o intuito de demonstrar o funcionamento do conversor, um protótipo de 500 W foi construído em laboratório utilizando os parâmetros apresentados na Tabela I. Para a obtenção dos resultados experimentais foram utilizados os seguintes equipamentos: gerador de função da Agilent 33120A, fonte de alimentação MCE 1310,

osciloscópio Tektronix TDS 2022B e wattímetro digital WT230 da Yokogawa.

TABELA I
Parâmetros do Conversor Proposto

Parâmetros	Valores
V_i	50 V
f	50 kHz
L_1	450 μ H
L_2	545 μ H
L_a	1,0 μ H
C_1	1000 μ F / 250 V
C_0	470 μ F / 400 V
L_r	3,4 μ H
C_r	11,3 nF
D_1 e D_2	60EPU04PbF
D_r e D_0	HFA08TB60
Interruptor S_r	IGBT SK60GAL125
Interruptores S_p e S_a	CoolMOS IPW60R045CP

A seguir serão mostradas as principais formas de onda obtidas experimentalmente.

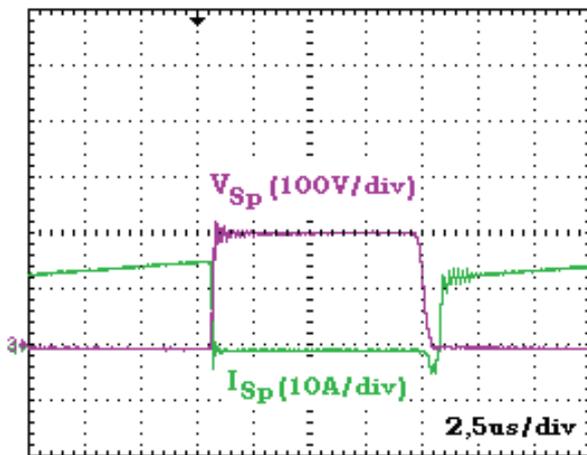


Fig. 18. Tensão e corrente no interruptor S_p .

A Figura 18 mostra as formas de onda de tensão e de corrente no interruptor principal (S_p). Analisando-as, percebe-se que a comutação ZVS ocorre no fechamento do interruptor. Na abertura, a corrente que estava circulando no interruptor é desviada para o capacitor C_r , tornando a comutação suave.

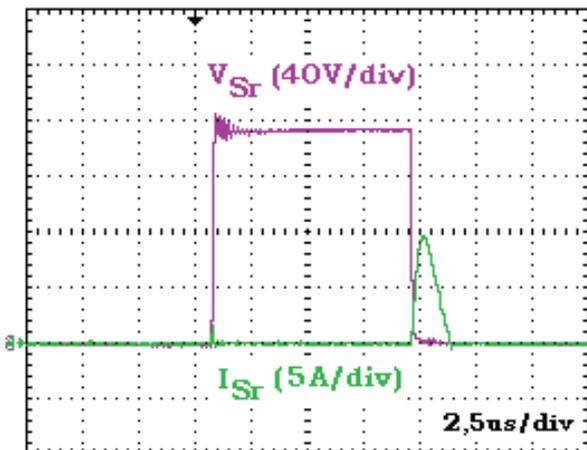


Fig. 19. Tensão e corrente no interruptor S_r .

A Figura 19 mostra as formas de onda de tensão e de corrente no interruptor da malha ressonante (S_r). O interruptor apresenta baixas perdas de comutação em seu fechamento devido ao indutor ressonante L_r em série. Como este interruptor opera no modo ZCS, foi utilizado no protótipo um IGBT.

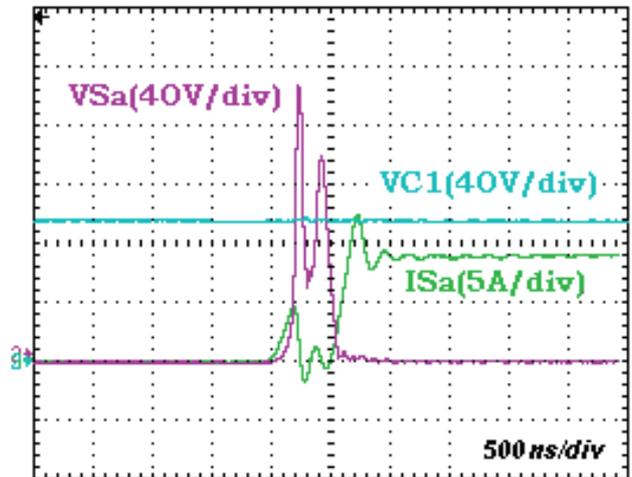


Fig. 20. Tensão e corrente no interruptor S_a e tensão em C_1 .

A Figura 20 mostra as formas de onda de tensão e corrente no interruptor auxiliar (S_a) e da tensão no capacitor C_1 . A adição do indutor auxiliar L_a , faz com que a comutação seja suave na entrada de condução. Por outro lado, a abertura do interruptor é com tensão nula.

A adição do indutor L_a faz com que o ganho de tensão sofra uma leve redução. Entretanto, no ponto de operação adotado, o ganho ainda é maior que o do conversor Boost Quadrático.

Nota-se que aparece uma oscilação de tensão entre os instantes t' e t_3 na tensão V_{sa} , proveniente da entrada de condução do diodo incorporado a S_p , o qual é refletido na corrente do interruptor principal (Figura 18) durante a terceira etapa de condução.

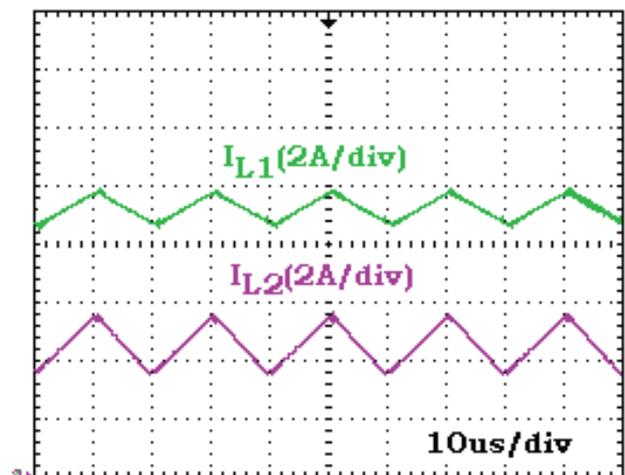


Fig. 21. Corrente nos indutores L_1 e L_2 .

A Figura 21 mostra as formas de onda de corrente nos indutores L_1 e L_2 .

A Figura 22 mostra a corrente na entrada do conversor. Nota-se que a energia armazenada no indutor ressonante é devolvida para a fonte de entrada.

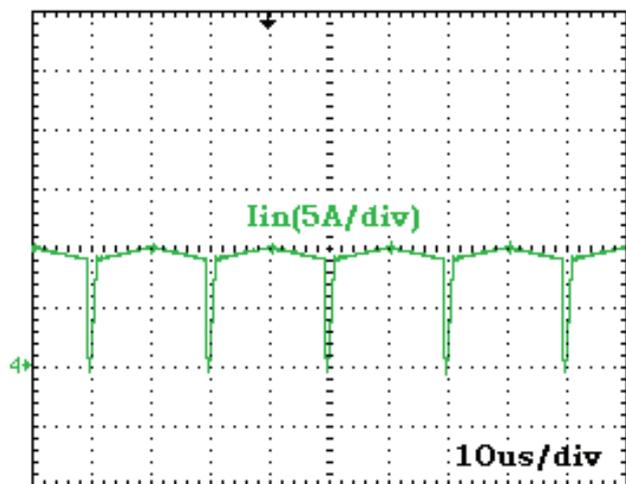


Fig. 22. Corrente na entrada do conversor.



Fig. 23. Resultados experimentais de potência e tensão de entrada e saída e rendimento extraídos do Wattímetro Yokogawa WT230.

A Figura 23 mostra os resultados de potência de entrada ($P_i = 436,1W$) e de saída ($P_o = 395,8W$); tensão de entrada ($V_i = 50,05V$) e de saída ($V_o = 200,60V$) e rendimento ($\eta = 90,76\%$), extraídos do Wattímetro Digital WT230 da Yokogawa.

IV. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou um conversor Boost Quadrático PWM associado à célula de auxílio à comutação SR-ZVS-QRC.

Foram apresentadas etapas de operação, principais formas de onda, diagrama de fase, equação do ganho estático, ábacos do ganho estático pela razão cíclica para diferentes pontos de operação e resultados experimentais do protótipo montado em laboratório.

Através de ábacos comprova-se que o ganho estático do conversor proposto pode ser superior ao ganho dos conversores propostos em [3], [14] e [15]; a característica QRC de operação é atenuada na medida em que se eleva a relação f_0/f e, por fim, quanto maior a terceira etapa de operação, maior será o acúmulo de energia em L_2 , resultando em valores menores de razão cíclica para um mesmo ganho estático.

Além de todas as características supracitadas, o conversor proposto não apresenta esforços adicionais de tensão e de corrente nos semicondutores. Em suma, a comutação suave é

obtida em todos os interruptores, resultando em baixas perdas de comutação e baixos níveis de IEM.

Em contrapartida, o conversor apresenta um rendimento inferior aos apresentados em [14] e [15] devido à adição de um interruptor em série ao diodo D_2 , elevando-se as perdas de condução.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a Capes, Fapemig e CNPq pelo suporte com bolsas de mestrado e doutorado e pelos recursos provenientes de projetos de pesquisa utilizados na aquisição de equipamentos para o laboratório.

REFERÊNCIAS

- [1] Y. de Novaes, A. Rufer; I. Barbi, “A New Quadratic, Three-Level, DC/DC Converter Suitable for Fuel Cell Applications”, *Power Conversion Conference – Nagoya*, pages 601 – 607, 2007.
- [2] D. Maksimovic, S. Cuk, “Switching converters with wide DC conversion range”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, pp. 151–157, 1991.
- [3] L. H. S. C. Barreto, “Apêndice A: Conversores Quadráticos.”, *Tese de Doutorado*, UFU, Uberlândia-MG, Brasil, 2003.
- [4] R. Kadri, J. P. Glaubert, G. Champenois, M. Mostefai, “Performance Analysis of Transformless Single Switch Quadratic Boost Converter for Grid Connected Photovoltaic Systems”, *ICEM’2010*, pp. 1–7, 2010.
- [5] F. C. Lee, “High-frequency quasi-resonant converter technologies”, *Proceedings of the IEEE*, pp. 377–390, vol. 76, 1988.
- [6] N. P. Filho, V. Jose Farias, L. Carlos, L. C. de Freitas, “A novel family of DC-DC PWM converters using the self-resonance principle”, *PESC’94*, pp. 1385–1391, vol. 2, 1994.
- [7] R. C. Fuentes, H. L. Hey, “Uma célula de comutação ZCS-PWM para aplicações com semicondutores do tipo IGBT”, *SBA*, vol. 9, nº 3, 1998.
- [8] J. B. Vieira Jr., I. Barbi, “Conversor Buck-Boost quase ressonante, com chaveamento a corrente nula e modulação por largura de pulso: análise, projeto e resultados experimentais”, *SBA*, vol. 3, nº 3, 1992.
- [9] I. Barbi, J. C. O. Bolacell, D. C. Martins, F. B. Libano, “Buck quasi-resonant converter operating at constant frequency: analysis, design, and experimentation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 276–283, vol. 5, 1990.
- [10] Guichao Hua, Ching-Shan Leu, Yimin Jiang, F. C. Y. Lee, “Novel zero-voltage-transition PWM converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp 213–219, vol. 9, 1994.
- [11] A. V. da Costa, C. H. G. Treviso, L. C. de Freitas, “A new ZCS-ZVS-PWM boost converter with unity power factor operation”, *APEC’94*, pp. 404–410, vol. 1, 1994.
- [12] L. C. de Freitas, P. R. Coelho Gomes, “A high-power high-frequency ZCS-ZVS-PWM buck converter using a feedback resonant circuit”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 19–24, vol. 10, 1995.

- [13] L. R. Barbosa, J. B. Vieira Jr., L. C. de Freitas, V. J. Farias, "Um conversor Boost PWM com comutação não dissipativa com uma única chave ativa", *SBA*, vol. 11, nº 1, 2000.
- [14] L. H. S. C. Barreto, E. A. A. Coelho, V. J. Farias, L. C. de Freitas, J. B. Vieira Jr., "An Optimal Lossless Commutation Quadratic PWM Boost Converter", *APEC'2002*, pp 624–629, vol. 2, 2002.
- [15] L. H. S. C. Barreto, E. A. A. Coelho, V. J. Farias, L. C. de Freitas, J. B. Vieira Jr., "A Quasi-Resonant Quadratic Boost Converter using a Single Resonant Network", *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 552–557, vol. 52, 2005.

DADOS BIOGRÁFICOS

Leandro Sousa Vilefort, nascido em 20/04/1983 em Uberlândia – MG. Recebeu a graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia (UFU) em 2008, o título de mestre em Eletrônica de Potência pela UFU em 2011. Atualmente é aluno de doutorado do Núcleo de Pesquisa Eletrônica de Potência (NuPEP) na UFU. Suas áreas de interesse são: conversores não dissipativos, conversores quadráticos, fontes alternativas de energia, modelamento e controle de conversores.

Fábio Vincenzi Romualdo da Silva, nascido em 30/08/1974 em Itapuí-SP, é engenheiro eletricista (2000) pela Universidade Federal de Uberlândia, mestre (2003) e doutor em Engenharia Elétrica (2007) pela Universidade Federal de Uberlândia. Atualmente é professor Adjunto do curso de Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Uberlândia. Suas áreas de interesse são: conversão de potência em alta frequência, modelamento e controle de conversores, circuitos para correção de fator de potência e novas topologias de conversores. Dr. Fábio Vincenzi é membro da SOBRAEP.

Ernane Antônio Alves Coelho, nasceu em Teófilo Otoni, Minas Gerais, em 1962. Recebeu a graduação em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais em 1987, o título de mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina em 1989 e o título de doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais em 2000. Atualmente é professor Adjunto do curso de Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Uberlândia. Possui mais de 100 artigos científicos publicados. Suas áreas de interesse são: Inversores PWM, correção de fator de potência e controle digital baseado em microcontroladores e DSPs.

Luiz Carlos de Freitas, nascido em 01/04/1952 em Monte Alegre-MG, é engenheiro eletricista (1975) pela Universidade Federal de Uberlândia, mestre (1985) e doutor em Engenharia Elétrica (1992) pela Universidade Federal de Santa Catarina. Atualmente é professor titular da Universidade Federal de Uberlândia. Suas áreas de interesse são: conversão de potência em alta frequência, modelamento e controle de conversores, circuitos para correção de fator de potência e novas topologias de conversores. Dr. Luiz Carlos de Freitas é membro fundador da SOBRAEP.

João Batista Vieira Júnior, nascido em 23/04/1955 em Panamá-GO, é engenheiro eletricista (1980) pela Universidade Federal de Uberlândia, mestre (1984) e doutor em Engenharia Elétrica (1991) pela Universidade Federal de Santa Catarina. Atualmente é professor titular da Universidade Federal de Uberlândia. Suas áreas de interesse são: conversão de potência em alta frequência, modelamento e controle de conversores, circuitos para correção de fator de potência e novas topologias de conversores. Dr. João Batista Vieira Jr. é membro fundador da SOBRAEP.