
UM CONVERSOR BOOST PWM COM COMUTAÇÃO NÃO DISSIPATIVA COM UMA ÚNICA CHAVE ATIVA

*Lúcio dos Reis Barbosa João Batista Vieira Jr. Luiz Carlos de Freitas Valdeir José Farias

Universidade Federal de Uberlândia
Departamento de Engenharia Elétrica
Campus Santa Mônica -Bloco E
38400-902-Uberlândia-MG-Brasil

*Universidade Estadual de Londrina
Departamento de Construção Civil
Centro de Tecnologia e Urbanismo – Campus Universitário
86051-990-Londrina-PR-Brasil

Resumo - Este artigo apresenta um conversor Boost, o qual, com uma única chave ativa, é capaz de operar com comutação suave e com modulação por largura de pulso. Este conversor pode trabalhar em alta frequência para uma ampla faixa de carga. Para ilustrar o princípio de operação deste novo conversor é feito um estudo detalhado, incluindo simulação e testes experimentais. A viabilidade deste conversor é garantida pelos resultados obtidos.

Palavras Chaves: Boost, PWM, não dissipativa, única chave.

Abstract: This paper presents a new Boost PWM soft-single-switched converter which, having only a single active switch, is able to operate with soft switching in a pulse width modulation way. In addition such converter can work in high switching frequencies for wide range of load. In order to illustrate the operating principle of these new converter a detailed study, including simulations and experimental test is carried out. The validity of these new converter is guaranteed by the obtained results.

Keywords: Boost, PWM, soft switched, only one active switch.

1 INTRODUÇÃO

Para a redução de tamanho e peso dos conversores cc/cc, se faz necessário a utilização de altas frequências. Entretanto, isto acarreta aumento da emissão de ruídos assim como altas perdas por comutação e, conseqüentemente, baixo rendimento nos conversores com chaveamento dissipativo.

Inicialmente, surgiram os “snubbers” não dissipativos para a redução das perdas por comutação nos conversores. Exemplos de tais “snubbers” podem ser encontrados nas referências Calkin & Hamilton (1976), McMurray (1980), Ohashi (1983) e Bendien *et alii* (1988).

Antes de se completar o estudo de tais “snubbers”, os QRCs

(Quasi Resonant Converters) foram propostos (Lee, 1988), abrindo um novo caminho de pesquisa nesta área. No entanto, algumas características tais como limitação de carga e dificuldades de controle, devido à frequência de operação variável, restringem o uso prático destes conversores.

Os conversores quase ressonantes com modulação por largura de pulsos (PWM-QRC) (Barbi *et alii*, 1989), operando com frequência de chaveamento fixa, não apresentam os problemas de controle como os QRCs. Em contrapartida, apresentam todas as outras desvantagens dos QRCs, tais como limitações em termos de potência e alto estresse de tensão e corrente, as quais restringem suas aplicações.

Atualmente existem muitos conversores que não apresentam as limitações descritas acima. Um exemplo de tais conversores é encontrado na referência (Hua *et alii*, 1992). Embora, este conversor apresente muitas vantagens, a chave principal fecha de um modo dissipativo e possui alto estresse de corrente.

A grande maioria dos conversores PWM não dissipativos até agora possui duas chaves ativas. Em Matsuura *et alii* (1998) foi feito um estudo comparativo entre os conversores com métodos de chaveamento ativo (duas chaves) e os com métodos passivos (mono chaveados). Esta pesquisa mostrou que os conversores passivos obtiveram melhores resultados. No intuito de se obter um conversor PWM com chaveamento suave com uma única chave ativa, foi desenvolvido o conversor descrito em Vilela *et alii* (1995). No processo de obtenção do conversor Boost da família, correspondente a este conversor usando uma única chave, foi utilizado um filtro auxiliar como mostrado em Vilela *et alii* (1996), onde estão apresentados também todos os outros conversores cc/cc, que utilizam do mesmo princípio de Vilela *et alii* (1995). Para superar a desvantagem do uso do filtro auxiliar, o conversor proposto neste artigo está sendo desenvolvido. Outros benefícios que esta topologia apresenta são o baixo número de componentes adicionais para a obtenção do comutação suave, e o controle bastante simples pois ela possui apenas uma única chave ativa.

Artigo Submetido em 17/03/1998

1a. Revisão em 21/09/1998; 2a. Revisão em 12/07/1999;

Aceito sob recomendação do Ed. Consultor Prof. Dr. Edson H. Watanabe

Será apresentada em seções posteriores uma análise detalhada deste conversor, com o objetivo de ilustrar as características do mesmo.

2 CONVERSOR BOOST PWM SSS

A Fig. 1 mostra o conversor Boost PWM SSS “*soft-single-switched*”, onde o indutor L_R e o capacitor C_R são respectivamente usados para prover fechamento ZCS e abertura ZVS da chave S_1 .

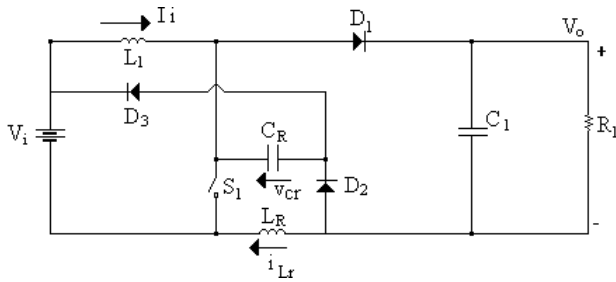
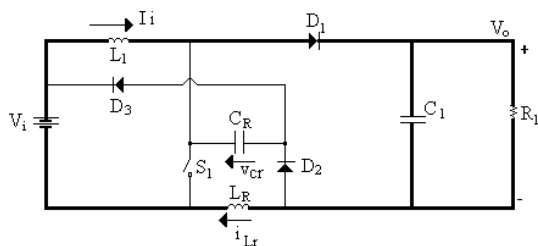


Fig. 1 - Boost PWM com comutação suave com uma única chave ativa .

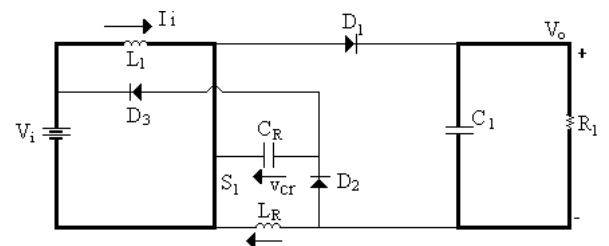
Como pode ser observado, este conversor consiste de um conversor convencional Boost PWM, adicionado de um circuito ressonante composto dos elementos L_R , C_R , D_2 e D_3 , conectados como indicado na Fig.1.

Através da malha composta por S_1 , L_R , D_2 e C_R o capacitor ressonante deve se carregar com a tensão $-V_i$ antes de que a chave S_1 seja aberta. Assim, esta chave terá uma abertura no modo ZVS.

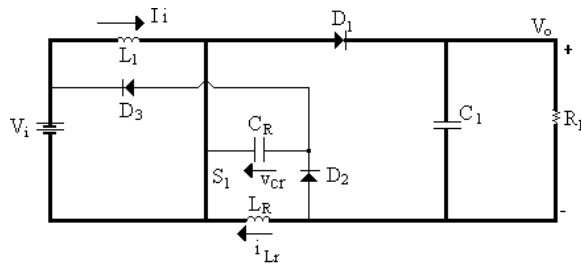
Os ramos que conduzem corrente em todos os estágios de operação estão representados em linhas mais grossas na Fig. 2. A seguir, serão descritos todos os estágios de funcionamento,



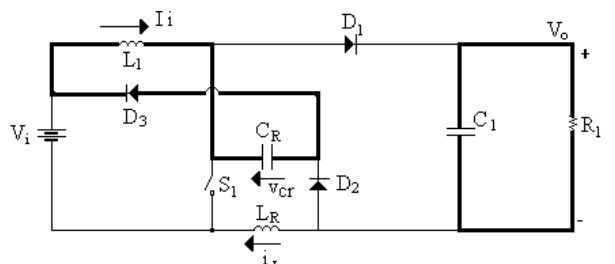
a) Primeiro Estágio [t_0 , t_1]



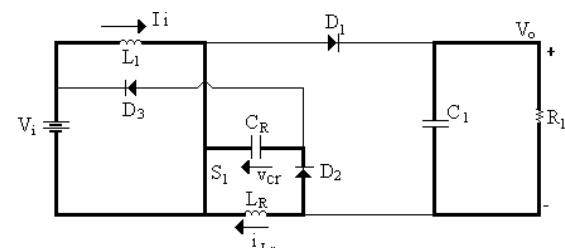
e) Quinto Estágio [t_4 , t_5]



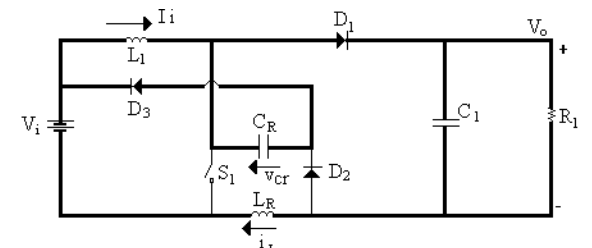
b) Segundo Estágio [t_1 , t_2]



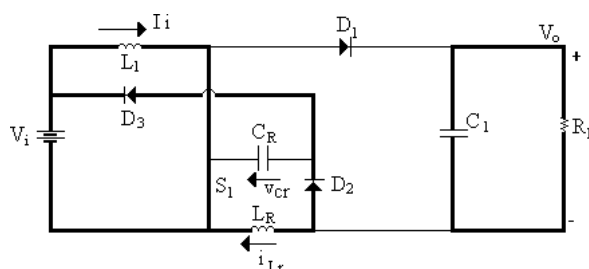
f) Sexto Estágio [t_5 , t_6]



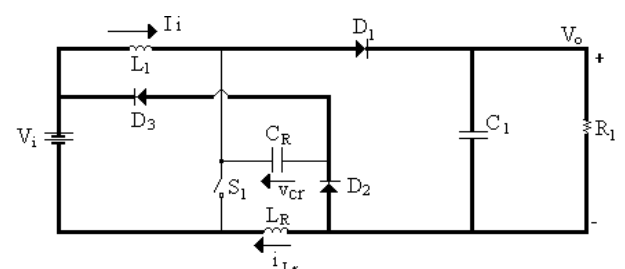
c) Terceiro Estágio [t_2 , t_3]



g) Sétimo Estágio [t_6 , t_7]



d) Quarto Estágio [t_3 , t_4]



h) Oitavo Estágio [t_7 , t_8]

Fig. 2 - Estágios de operação do conversor Boost PWM com comutação suave com uma única chave ativa .

considerando-se as seguintes hipóteses: ondulações desprezíveis da corrente e da tensão nos elementos de filtro L_1 e C_1 respectivamente; os outros componentes do circuito são ideais. Antes do primeiro estágio, o estado do circuito se caracterizava por: $v_{CR} = V_0$ e $i_{LR} = I_i$.

De acordo com a Fig. 3 que mostra as principais formas de onda teóricas do conversor proposto tem-se.

Primeiro Estágio $[t_0, t_1]$ - fig. 2.a

Durante este estágio apenas ocorre a transferência de energia da fonte para a carga através do diodo D_1 .

Segundo Estágio $[t_1, t_2]$ - fig. 2.b

No início deste estágio, ocorre o fechamento da chave S_1 na forma ZCS, pois a presença do indutor L_R retarda a variação de sua corrente que decresce linearmente desde I_i até zero, enquanto o valor da tensão em C_R permanece V_0 .

Terceiro Estágio $[t_2, t_3]$ - fig.2.c

Este estágio começa quando o diodo D_1 é bloqueado, iniciando o primeiro estágio ressonante onde a tensão no capacitor C_R oscila de V_0 até $(-V_i)$. Quando o diodo D_3 entra em condução no instante t_3 , a tensão no capacitor ressonante é grampeada em $(-V_i)$ terminando este estágio.

Quarto Estágio $[t_3, t_4]$ - fig. 2.d

Este estágio começa quando o diodo D_3 entra em condução. Isto ocorre quando a tensão negativa em C_R torna-se igual à tensão de entrada. Assim, a corrente em L_R que era ressonante no sentido negativo decresce linearmente, até se tornar novamente zero.

Quinto Estágio $[t_4, t_5]$ - fig. 2.e

Em t_4 a corrente em L_R torna-se zero e os diodos D_2 e D_3 são bloqueados pela ação da tensão em C_R que continua igual à tensão de entrada, propiciando condições favoráveis para a abertura suave de S_1 no próximo estágio. A duração deste estágio depende da razão cíclica.

Sexto Estágio $[t_5, t_6]$ - fig. 2.f

A abertura de S_1 ocorre com zero de tensão no instante t_5 e a condução do diodo D_3 providencia o caminho para a corrente I_i . Neste estágio o capacitor ressonante se carrega linearmente de $(-V_i)$ a $(V_0 - V_i)$.

Sétimo Estágio $[t_6, t_7]$ - fig. 2.g

Quando o valor da tensão no capacitor C_R atinge $(V_0 - V_i)$ o diodo D_1 entra em condução, possibilitando variações rápidas da corrente no capacitor C_R . Com isso, ocorre uma nova ressonância entre o capacitor C_R e o indutor L_R . Isto acontece até a tensão v_{CR} se tornar igual à V_0 .

Oitavo Estágio $[t_7, t_8]$ - fig. 2.h

Quando a tensão sobre o C_R se tornar igual à V_0 , o diodo D_2 entra em condução e a corrente em L_R começa a crescer linearmente.

Este estágio termina quando a corrente em L_R torna-se igual à corrente de entrada I_i , iniciando um outro ciclo de chaveamento.

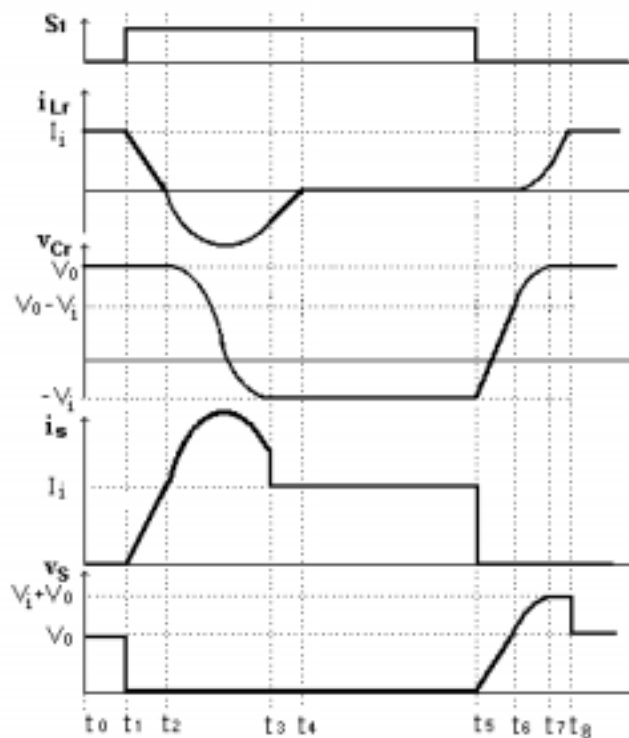


Fig. 3 - Principais formas de onda do circuito da Fig. 1.

Pode-se observar que este conversor, com apenas uma única chave ativa, opera com características PWM com chaveamento suave. A chave entra em condução no modo ZCS e sai de condução no modo ZVS, como pode ser verificado pela fig. 3. Esta é a principal vantagem deste conversor.

O plano de fase mostrado na Fig. 4 pode ser usado para se ilustrar graficamente de forma compacta algumas características do conversor, tais como valores máximos de corrente e tensão, limites de funcionamento, tempo de duração das etapas ressonantes, similaridade com outros conversores, etc.

A título de exemplo, pode ser observado que se a corrente I_i for menor que $V_0 (C_R/L_R)^{0,5}$, a tensão v_{CR} não atinge o valor V_0 em t_7 . Como consequência, a tensão v_{CR} no instante t_3 do próximo

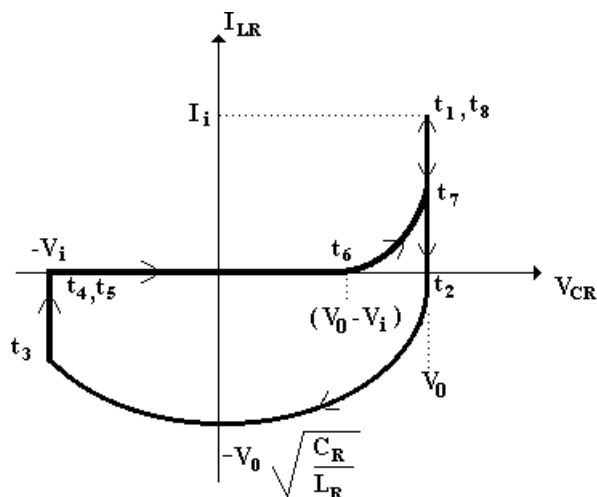


Fig. 4 - Plano de fase para o conversor proposto.

ciclo, pode não atingir V_i , prejudicando a abertura suave da chave S_I .

Como o capacitor ressonante inverte sua tensão, A máxima tensão negativa que poderia aparecer nos terminais de C_R devido à sua ressonância com L_R no terceiro estágio é $(-V_o)$, como pode ser verificado pela equação 11. Entretanto, a presença do diodo D_3 impede que esta tensão seja maior que V_i que é sempre menor que V_o no conversor Boost. Assim não existe limite máximo de tensão de saída para se obter comutação suave na abertura de S_I .

3 DETERMINAÇÃO DO GANHO ESTÁTICO

Para se determinar o ganho estático do conversor PWM Boost, apresentado neste artigo, foram escritas equações para todos os estágios de funcionamento tendo em vista as seguintes considerações:

- a corrente I_i e a tensão V_o são constantes.
- todos os componentes são ideais.

Além disso, foram feitas as seguintes definições:

$$\omega_o = \left(\frac{1}{L_R C_R} \right)^{1/2} \text{ - Freqüência de ressonância do conversor} \quad (1)$$

$$\alpha = \frac{I_i}{V_o} \left(\frac{L_R}{C_R} \right)^{1/2} \text{ - Corrente de entrada normalizada em relação ao valor de pico da corrente oscilante} \quad (2)$$

$$G = \frac{V_o}{V_i} \text{ - Ganho estático do conversor} \quad (3)$$

A seguir tem-se uma seqüência de equações que podem ser usadas para descrever matematicamente o comportamento das correntes e tensões do conversor em cada etapa de funcionamento, e de determinar o tempo de duração das mesmas.

Primeiro Estágio [t_0, t_1]

$$V_{L1} = V_o - V_i \quad (4)$$

Segundo Estágio [t_1, t_2]

$$V_{L1} = -V_i \quad (5)$$

$$I_{LR}(t_1) = I_i \quad (6)$$

$$I_{LR}(t_2) = 0 \quad (7)$$

$$I_{LR}(t) = I_i - \frac{V_o}{L_R} t \quad (8)$$

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_o} \quad (9)$$

Terceiro Estágio [t_2, t_3]

$$V_{L1} = -V_i \quad (10)$$

$$V_{CR} = V_o \cos(\omega_o t) \quad (11)$$

$$V_{CR}(t_3) = -V_i \quad (12)$$

$$I_{LR}(t) = -V_o \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \text{sen}(\omega_o t) \quad (13)$$

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_o} [\pi - \cos^{-1}(-\frac{1}{G})] \quad (14)$$

$$I_{LR}(t_3) = -\frac{I_i}{\alpha} \sqrt{1 - \frac{1}{G^2}} \quad (15)$$

Quarto Estágio [t_3, t_4]

$$V_{L1} = -V_i \quad (16)$$

$$I_{LR}(t) = I_{LR}(t_3) + \frac{V_i}{L_R} t \quad (17)$$

$$I_{LR}(t_4) = 0 \quad (18)$$

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_o} \sqrt{G^2 - 1} \quad (19)$$

Quinto Estágio [t_4, t_5]

$$V_{L1} = -V_i \quad (20)$$

$$I_{LR}(t) = 0 \quad (21)$$

$$V_{CR}(t) = -V_i \quad (22)$$

Sexto Estágio [t_5, t_6]

$$V_{L1}(t) = V_{CR}(t) \quad (23)$$

$$V_{CR}(t) = -V_i + \frac{I_i}{C_R} t \quad (24)$$

$$V_{CR}(t_6) = V_o - V_i \quad (25)$$

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\alpha \omega_o} \quad (26)$$

Sétimo Estágio [t_6, t_7]

$$V_{L1}(t) = -V_{CR}(t) \quad (27)$$

$$V_{CR}(t) = (V_o - V_i) + \alpha V_o \text{sen}(\omega_o t) \quad (28)$$

$$I_{LR}(t) = I_i (1 - \cos(\omega_o t)) \quad (29)$$

$$V_{CR}(t_7) = V_o \quad (30)$$

$$\Delta t_6 = \frac{1}{\omega_o} [\text{sen}^{-1}(\frac{1}{\alpha G})] \quad (31)$$

$$I_{LR}(t_7) = I_i (1 - \sqrt{1 - \frac{1}{(\alpha G)^2}}) \quad (32)$$

Oitavo Estágio [t_7, t_8]

$$V_{L1} = V_o - V_i \quad (33)$$

$$I_{LR}(t) = I_{LR}(t_7) + \frac{V_i}{L_R} t \quad (34)$$

$$I_{LR}(t_8) = I_i \quad (35)$$

$$\Delta t_7 = \frac{1}{\omega_o} \sqrt{(\alpha G)^2 - 1} \quad (36)$$

Usando as equações anteriores, pode-se determinar a seguinte equação do ganho estático.

$$G = \frac{1}{1 - D - \frac{1}{T \omega_o} \left[\frac{1}{2\alpha} - \alpha \right]} \quad (37)$$

Onde:

$$D = \frac{(t_5 - t_1)}{T} \quad (38)$$

$$T = t_8 - t_0 \quad (39)$$

Observa-se da equação (37) que o ganho estático do conversor depende da razão cíclica (D), da freqüência de ressonância (ω_o), do parâmetro (α) e do período de chaveamento. A representação gráfica deste ganho em função da corrente de carga normalizada, para vários valores de razão cíclica, é mostrada na Fig. 5. Nota-se que para a faixa de carga indicada o conversor proposto trabalha com características próximas do conversor Boost PWM dissipativo.

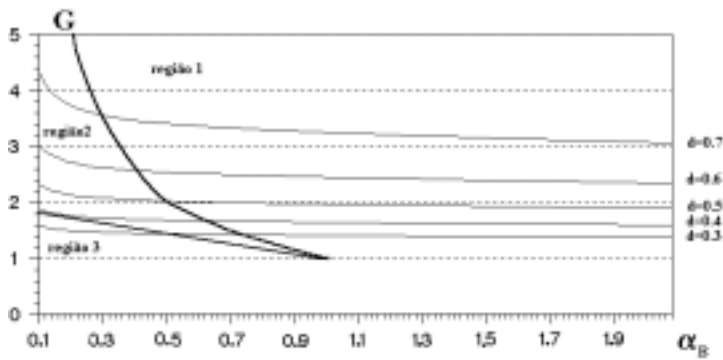


Fig. 5 - Curvas do ganho estático vs. corrente de entrada normalizada, quando a razão cíclica varia.

A partir das equações da sétima e terceira etapa, traça-se a Fig. 6, que mostra três diferentes regiões do plano ($\alpha \times G$). Na região 3 ($\alpha < 2/G - 1$), o conversor funciona de forma dissipativa e nas outras duas regiões de forma suave. Na região 1 ($\alpha < 1/G$) V_{CR} atinge V_0 antes de i_{LR} alcançar I_i no instante t_7 . Nas regiões

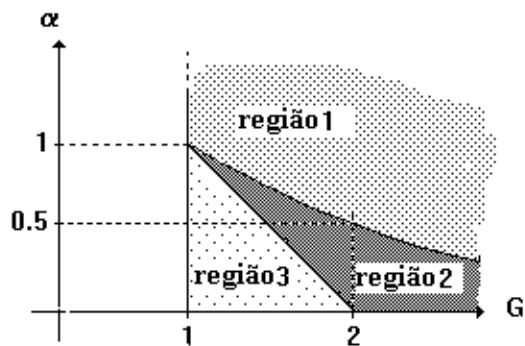


Fig. 6 - Regiões de funcionamento do conversor.

2 ($2/G - 1 < \alpha < 1/G$) e 3 a corrente em L_R torna-se igual à corrente de entrada I_i antes da tensão no capacitor atingir V_0 , como indicado em t_7 na Fig. 3. Apesar disso, o conversor funciona com comutação suave na região 2, uma vez que a tensão no capacitor C_R atinge $(-V_i)$ no final do terceiro estágio.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para se ilustrar a operacionalidade deste conversor, foi feita a simulação do circuito mostrado na Fig. 1, com os seguintes parâmetros: $V_i = 30$ V (tensão de entrada), $L_l = 300$ μ H (indutor de filtro), $L_R = 2$ μ H (indutor ressonante), $C_l = 330$ μ F (capacitor de saída), $C_R = 10$ nF (capacitor ressonante), $R_l = 10$ Ω (resistência de carga), $f = 100$ kHz (frequência de chaveamento).

Os componentes ativos foram considerados ideais. A Fig. 7 mostra as formas de onda obtidas na simulação. Para estas condições de operação o capacitor de ressonância variou sua tensão de V_0 até $-V_i$, tal como mostrado na Fig. 3. Um outro detalhe, é que S_1 opera de um modo não dissipativo, o seu fechamento ocorre de modo ZCS, devido à presença do indutor ressonante L_R , e sua abertura no modo ZVS, pois neste momento o capacitor ressonante proporciona zero de tensão nos terminais da chave. Observa-se que após a segunda etapa ressonante o capacitor C_R atinge a tensão V_0 , e a chave fica submetida à tensão $V_i + V_0$ durante todo o tempo em que o diodo D_2 ainda estiver conduzindo.

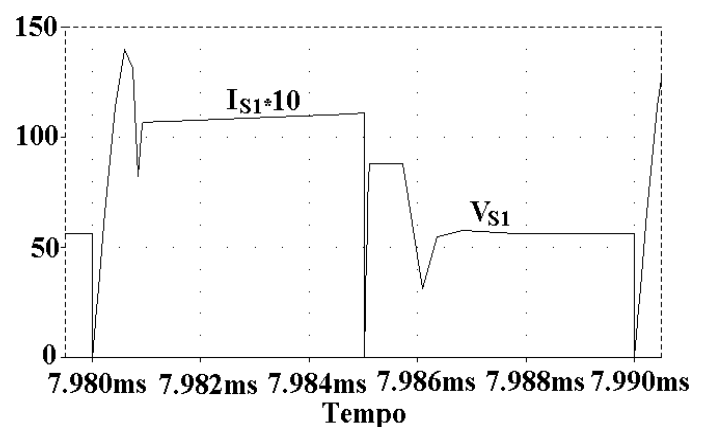
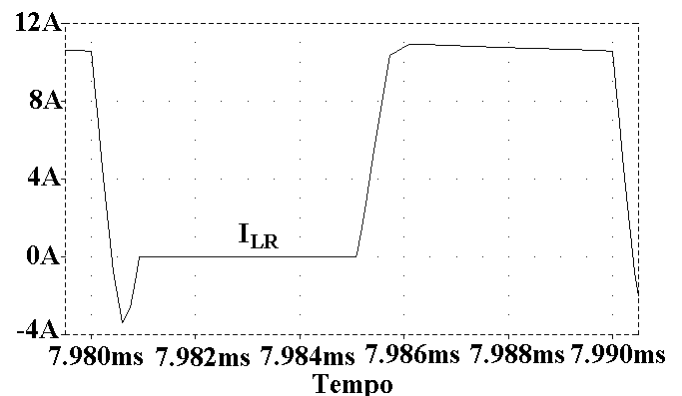
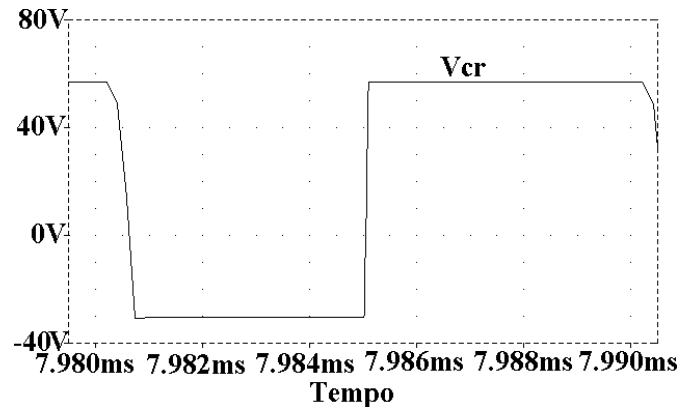
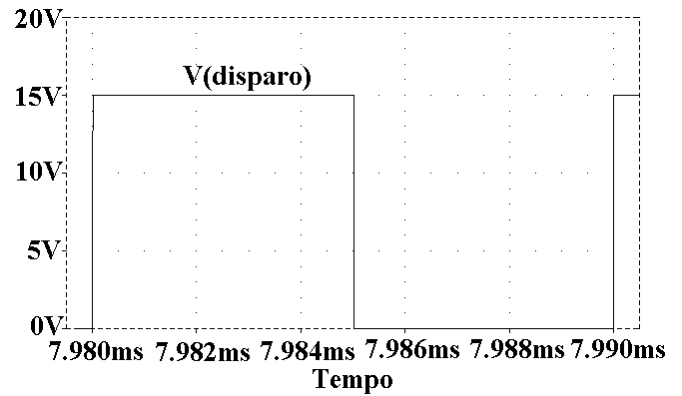


Fig. 7 - Resultados de simulação para o conversor proposto.

Conforme havia sido previsto e mostrado na Fig. 3, aparece um pico de corrente ($I_i + i_{LRmax}$) na chave ativa no terceiro estágio de funcionamento do conversor.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O conversor proposto foi testado experimentalmente para examinar o seu funcionamento, e verificar a redução de perdas por comutação (Fig. 8). Observa-se uma boa similaridade entre os resultados de simulação e experimental, a não ser pelas oscilações de corrente e tensão que são resultantes das

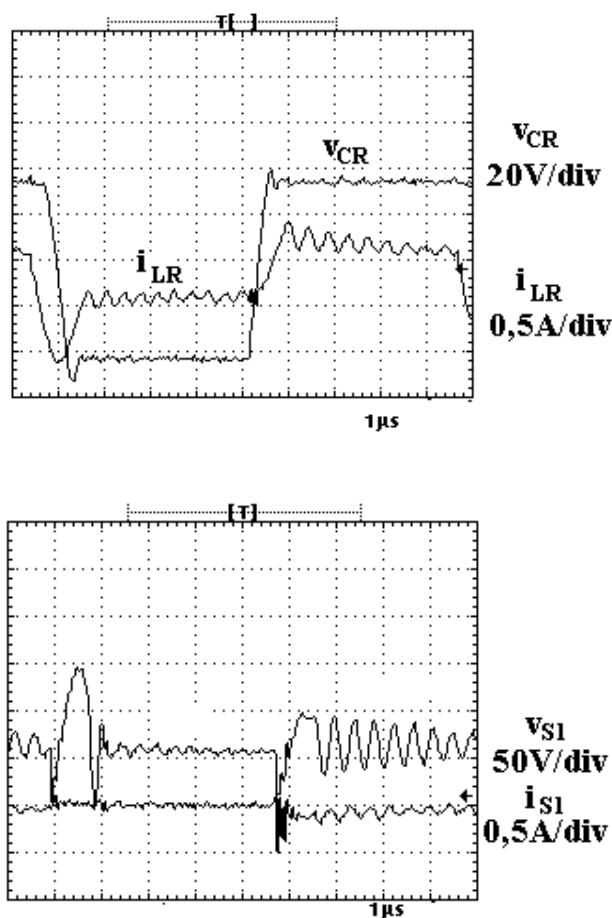


Fig. 8 Formas de onda experimentais.

características não ideais dos componentes do circuito de potência, tais como capacitância e indutância dos dispositivos eletrônicos, indutância de trilha, etc.

Os parâmetros do protótipo foram os mesmos utilizados na simulação.

Pode-se observar na onda de corrente i_{S1} , que ocorre picos tal como enfatizado anteriormente, também a tensão máxima nos terminais da chave é de $V_I + V_O$, de acordo com o previsto.

A Fig. 9 mostra o rendimento como função da potência de saída. Observa-se que o rendimento oscila entre 95% e 97%, e é levemente superior ao rendimento do conversor Boost PWM dissipativo.

6 CONCLUSÃO

Foi apresentado um novo conversor Boost PWM SSS “Soft - Single - Switched”. Este conversor com apenas uma chave ativa, pode operar de um modo não dissipativo, com características PWM sem a necessidade do filtro auxiliar da referência (Vilela et alii, 1996). Entretanto, quando comparado com o conversor dissipativo, ele apresenta picos de tensão ($V_I + V_O$) e de corrente ($I_I(1 + 1/\alpha)$) sobre a chave S_1 .

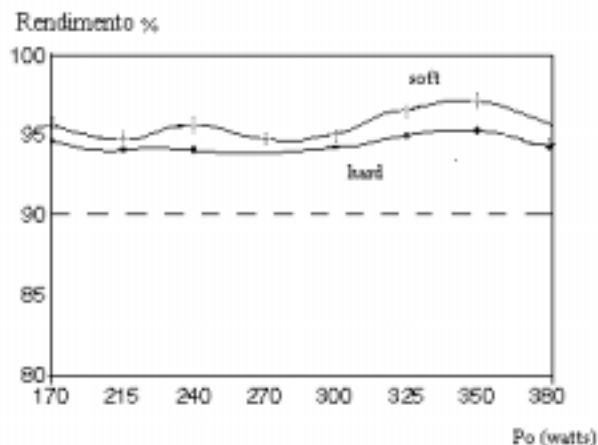


Fig. 9 Rendimento do conversor Boost PWM-SSS

O conversor possui três regiões de operação de acordo com a carga e razão cíclica utilizada. Na primeira e segunda regiões, o conversor opera de forma suave. Na terceira região, o conversor opera de forma dissipativa, porém isso ocorre para cargas leves e ganho estático menor que 2. Além disso, a chave ainda continua fechando com zero de corrente, somente na sua abertura é que ocorre perda devido ao capacitor ressonante não se carregar até a tensão da fonte de entrada, mesmo assim esta situação é menos drástica que no Boost PWM dissipativo, porque a tensão nos terminais da chave, durante sua abertura, será sempre menor que a tensão na chave sem esta célula de comutação.

Os resultados de simulação e experimentais apresentados, convalidam o conversor proposto. Através do levantamento da curva de rendimento do conversor, constatou-se que para uma frequência de 100kHz, o rendimento do conversor proposto é cerca de 2% superior ao do conversor PWM dissipativo.

7 AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à SIEMENS e à THORNTON INPEC, pelo apoio com componentes para as montagens e à CAPES, CNPq, FAPEMIG e UFU pelo apoio financeiro

8 REFERÊNCIAS

- Barbi, I. J.C. Bolacel, D.C. Martins, and F.B. Libano., 1989, “Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency: Analysis, Design and Experimentation”, *IEEE-PESC'89 Record*, pp. 873-880.
- Bendien, J. C., H. van der Broeck, and G. Fregien, , January 1988, “Recovery Circuit for Snubber Energy in Power Electronics Applications with High Switching Frequencies”, *IEEE Trans. Power Electronics* vol. 3, nº1: pp. 26-30.
- Calkin, E. T. and B.H. Hamilton, , July/August 1976 “Circuit techniques for improving the switching loci of transistor switches in switching regulators”, *IEEE Trans. Industry Applications* vol IA-12, nº4, pp. 364-369.
- Hua, G., C.S. Leu, and F.C. Lee ,1992“Novel Zero-Voltage Transition PWM Converter”, *IEEE-PESC'92 Record*, pp. 55-61.

- Lee, F.C. , April 1988 “High Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies”, *Proceeding of the IEEE*, vol. 76, n°4, pp. 377-390.
- Matsuura, I., K. M. Smith, and K.M. Smedley, 1998 “A Comparison of Active Soft Switching Methods for PWM Converters”, *IEEE-APEC'98 Record*, pp. 94-100.
- McMurray, W. , July/August 1980, “Selection of Snubbers and Clamps to Optimize the Design of Transistor Switching Converters”, *IEEE Trans. Industry Applications* vol. 16, n°4: pp. 513-523.
- Ohashi, H. , July/August 1983, “Snubber Circuit for High-Power Gate Turn-Off Thyristors”, *IEEE Trans. Industry Applications* vol.IA-19, n°4.
- Vilela, M., E.A.A. Coelho, J. Vieira Jr. , L.C. Freitas, and V.J. Farias.,1996 “PWM Soft-Switched Converters Using a Single Active Switch”, *IEEE APEC'96 Record*, pp. 305-310.
- Vilela, M., V. Farias, and E.G. Silva,, 1995“A Buck PWM Soft-Switching Converter using a single active switch”, *IEEJ-IPEC'95 Record*, pp. 956-961.