

UM CONVERSOR CUK UTILIZANDO UMA ÚNICA CHAVE ATIVA COM CHAVEAMENTO SUAVE

Lúcio dos Reis Barbosa¹, Adriano Alves Pereira² e Alceu Tarcisio Cezar¹

¹E-mails: lbarbosa@uel.br,

artes.mayks@bwnet.com.br

Universidade Estadual de Londrina
Departamento de Engenharia Elétrica
CEP 86051-990 - Londrina – PR
Brasil

²E-mail: adriano@eletrica.ufu.br

Universidade Federal de Uberlândia
Campus Santa Mônica
Faculdade de Engenharia Elétrica
CEP 38400-902 - Uberlândia – MG
Brasil

Resumo - Este artigo apresenta uma nova topologia de um conversor Cuk, juntamente com um snubber não dissipativo para prover a comutação suave. O circuito proposto tem apenas uma chave ativa e funciona com modulação por largura de pulso (PWM). A comutação não dissipativa é conseguida através da inclusão de uma rede ressonante composta por um indutor, um capacitor e dois diodos. O interruptor autocomutado é colocado em condução com corrente nula, caracterizando o chaveamento por corrente nula (ZCS) e é bloqueado com tensão nula, caracterizando o chaveamento por tensão nula (ZVS). Como a transição de corrente durante a entrada em condução e a transição de tensão durante o bloqueio da chave não são abruptas, uma redução dos níveis da interferência eletromagnética torna-se previsível. Uma das principais vantagens deste conversor é que o circuito de ajuda à comutação não possui uma chave auxiliar, ou seja, a comutação suave é conseguida somente com componentes passivos. Adicionalmente o conversor pode funcionar com alto rendimento para uma ampla faixa de carga e em altas frequências de chaveamento. Para ilustrar o princípio de funcionamento deste conversor, um estudo detalhado, incluindo simulações, é mostrado. A validade deste conversor é garantida pelos resultados experimentais obtidos.

Palavras-Chave – Comutação suave, conversor Cuk, snubber não-dissipativo.

A SOFT-SWITCHED CUK CONVERTER WITH A SINGLE ACTIVE SWITCH

Abstract – This paper presents a new topology of Cuk converter, with a non-dissipative snubber to provide the soft-switching. The proposed circuit, having only one active switch, is able to operate with soft switching in a pulse-width-modulation (PWM) way. The non-dissipative commutation is obtained including a resonant net composed by one inductor, one capacitor and two diodes.

Artigo Submetido em 18/12/2003. Primeira Revisão em 15/03/2004. Segunda Revisão em 14/07/2004. Aceito sob recomendação do Editor Geral Prof. Carlos Alberto Canesin.

The self-commutated switch is turned on with null current characterizing the Zero Current Switching (ZCS) and the main switch is turned off under null voltage, characterizing the Zero Voltage Switching (ZVS). As the current transition during the turning on of the switch and the voltage transition during the turning off of the switch are not abrupt, reduction of electromagnetic interference is possible. The main advantage of this converter is that the soft commutation network does not need an auxiliary switch, fulfilling its task employing just passive components and diodes. Additionally such converter can operate with high efficiency for a wide load range in high frequency switching. To illustrate the operational principle of this converter a detailed study, including simulations is shown. The validity of this new converter is guaranteed by the experimental results obtained.

Keywords – Cuk converter, non-dissipative snubber, soft switching.

I. INTRODUÇÃO

Altas frequências de chaveamento permitem a redução do tamanho dos componentes magnéticos e dos capacitores dos conversores CC-CC. Infelizmente, altas frequências de chaveamento também aumentam as perdas por chaveamento e elevam a interferência eletromagnética (EMI), trazendo como consequência um baixo rendimento em conversores com chaveamento dissipativo.

Para reduzir as perdas por chaveamento, inicialmente surgiram os snubbers. Exemplos destes snubbers podem ser encontrados em [1, 2 e 3].

Posteriormente surgiram os conversores quase-resonantes (QRCs) que foram propostos em [4]. Entretanto, algumas de suas características, tais como a limitação de carga e a dificuldade de controle, devido ao funcionamento em frequência variável, limitavam a utilização destes conversores.

Estes problemas foram contornados com os conversores quase-resonantes com modulação por largura de pulso (PWM-QRC), que funcionam com frequência fixa e por isso não apresentam os problemas de controle como os QRCs [5]. Por outro lado, eles apresentam todas as outras desvantagens dos conversores QRCs que limitam suas aplicações.

Atualmente existem muitos conversores que não apresentam as limitações descritas acima [6-11]. Um exemplo pode ser visto em [6]. Embora este conversor

apresente diversas vantagens, sua chave principal bloqueia na forma dissipativa e tem um grande stress de corrente.

O conversor apresentado neste artigo é uma nova estrutura utilizando um conversor boost associado com um conversor buck (o que resulta em um conversor Cuk [12-13]) com chaveamento não-dissipativo. Como a comutação não-dissipativa é conseguida sem a necessidade de uma chave auxiliar, o conversor foi chamado de soft-single switch (SSS). Ele é composto por apenas uma chave ativa, e como a comutação é não dissipativa, espera-se que uma grande quantidade da interferência eletromagnética e das perdas por chaveamento sejam reduzidas.

A principal vantagem desta estrutura, ao lado de sua simplicidade, é a facilidade de adaptar-se a topologia convencional com a nova topologia com comutação suave.

Nas próximas seções, será apresentada uma análise detalhada para enfatizar as características deste conversor.

II. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O conversor proposto é composto por um conversor Cuk PWM convencional, no qual são adicionados os elementos L_r , D_2 , C_r , e D_3 , os quais são conectados como mostrado na Fig. 1. O indutor L_r e o capacitor C_r são utilizados para fornecer as condições ZCS e ZVS para os momentos de fechamento e abertura da chave S_1 respectivamente.

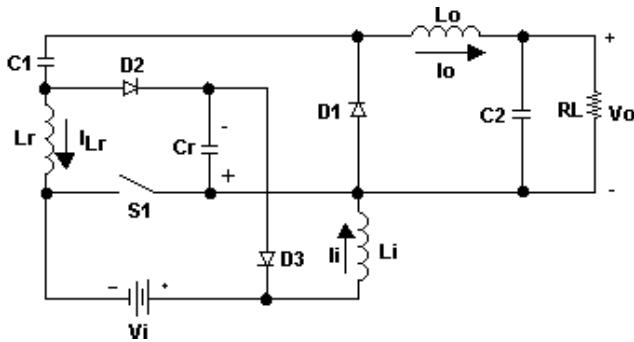


Fig. 1. Conversor boost Associado com um Conversor buck com uma Única Chave Ativa e Chaveamento Suave.

O caminho composto por L_r , D_2 e D_3 é utilizado para carregar o capacitor de ressonância C_r com tensão V_{C1} quando a chave é colocada em condução, e com $-V_i$ quando a chave é bloqueada. Deste modo, a chave S_1 comutará na forma ZCS e ZVS.

As etapas de funcionamento deste conversor são representadas nas figuras Fig.2 a Fig.9, enquanto que as principais formas de onda são ilustradas na Fig. 10. Nas discussões seguintes e na análise dos circuitos, por simplicidade, foi assumido que:

- As ondulações nos filtros de entrada e saída são desprezíveis;
- Todos os componentes são ideais;
- O circuito está em estado permanente;
- A frequência de chaveamento é muito menor que a frequência de ressonância do circuito.

Primeira Etapa $[t_0-t_1]$: Como o circuito está em regime permanente, considera-se em t_0 que os indutores L_i e L_r estão conduzindo uma corrente igual à I_i . A etapa tem início quando a chave S_1 é acionada na forma ZCS, pois a chave S_1 está conectada a um nó indutivo formado pelos ramos L_r e V_i+L_i . A corrente em L_r , devido a tensão no capacitor C_1 (V_{C1}), decresce linearmente a partir da corrente I_i até $-I_0$, ao mesmo tempo a corrente em D_1 decresce linearmente até 0. Quando isto acontece a chave S_1 assume toda a corrente e o diodo D_2 é polarizado diretamente, quando termina esta etapa de funcionamento. As grandezas mais importantes para esta etapa são definidas nas equações (1), (2) e (3).

$$V_{Cr}(t) = V_{C1} \quad (1)$$

$$I_{Lr}(t_0) = I_i \quad (2)$$

$$I_{Lr}(t) = I_i - \frac{V_{C1}}{L_r} \cdot t \quad (3)$$

Segunda Etapa $[t_1-t_2]$: Ao final da primeira etapa de funcionamento, o diodo D_2 entra em condução. A entrada em condução de D_2 possibilita a ressonância entre C_r e L_r . Assim durante esta etapa a corrente em L_r é a soma da corrente de ressonância e I_0 . A tensão no capacitor C_r (V_{Cr}) varia de V_{C1} até $-V_i$, devido à ressonância entre L_r e C_r . Quando a tensão V_{Cr} atinge $-V_i$, o diodo D_3 é diretamente polarizado, concluindo esta etapa de funcionamento. As correntes final e inicial, as equações da corrente no indutor e tensão no capacitor de ressonância para esta etapa são dadas por (4), (5), (6) e (7).

$$I_{Lr}(t_1) = -I_0 \quad (4)$$

$$I_{Lr}(t_2) = -I_0 - \frac{I_0}{\alpha_2} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{G_1^2}} \quad (5)$$

$$I_{Lr}(t) = -I_0 \left(1 + \frac{\sin(\omega_0 t)}{\alpha_2} \right) \quad (6)$$

$$V_{Cr}(t) = V_{C1} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \quad (7)$$

Terceira Etapa $[t_2-t_3]$: No instante t_2 o diodo D_3 entra em condução, desta forma a tensão V_{Cr} fica grampeada em $-V_i$, provocando o crescimento linear da corrente no indutor de ressonância L_r (I_{Lr}) até $-I_0$. Quando a corrente I_{Lr} atinge $-I_0$, a corrente do circuito ressonante tende ser negativa em relação ao diodo D_2 , que desta forma é bloqueado concluindo esta etapa de funcionamento. As equações (8), (9) e (10) mostram a corrente final, as equações de corrente e tensão nos elementos de ressonância respectivamente, para esta etapa de funcionamento.

$$I_{Lr}(t_3) = -I_0 \quad (8)$$

$$I_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_2) + \frac{V_i}{L_r} \cdot t \quad (9)$$

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

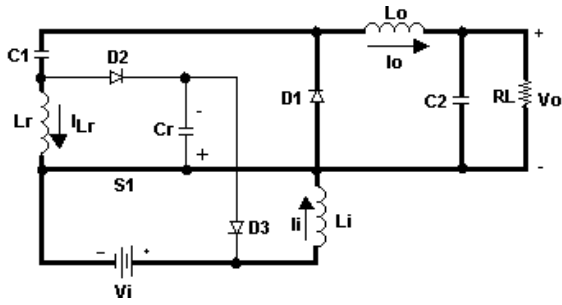


Fig. 2. Primeira Etapa $[t_0;t_1]$

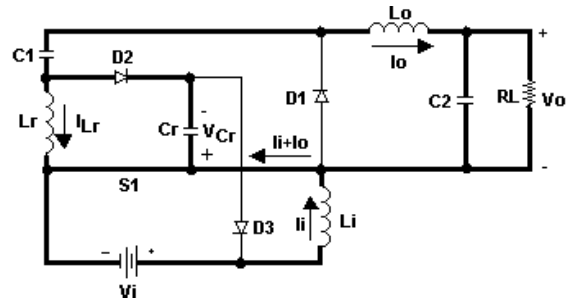


Fig. 3. Segunda Etapa $[t_1;t_2]$

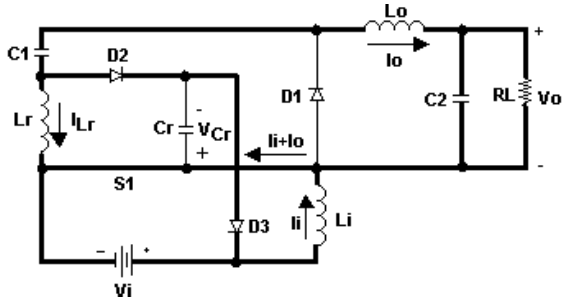


Fig. 4. Terceira Etapa $[t_2;t_3]$

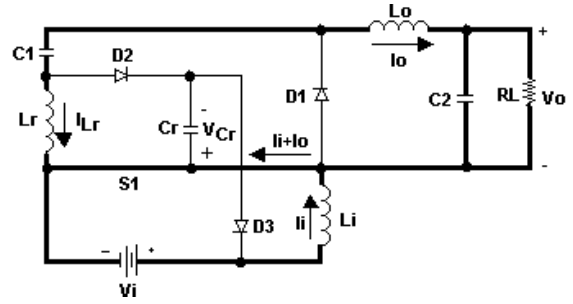


Fig. 5. Quarta Etapa $[t_3;t_4]$

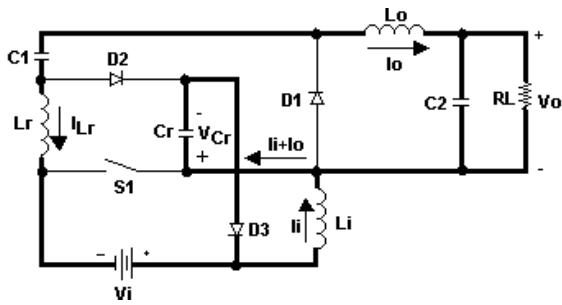


Fig. 6. Quinta Etapa $[t_4;t_5]$

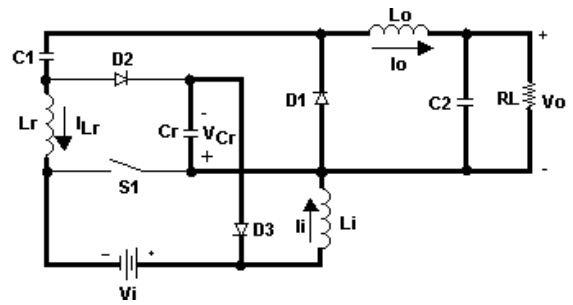


Fig. 7. Sexta Etapa $[t_5;t_6]$

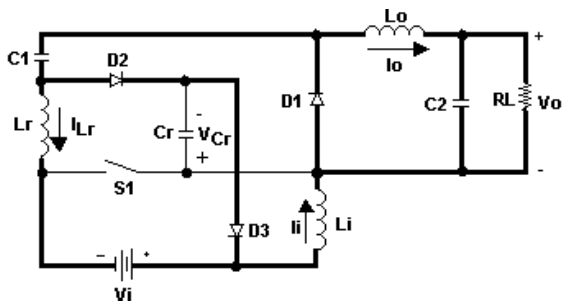


Fig. 8. Sétima Etapa $[t_6;t_7]$

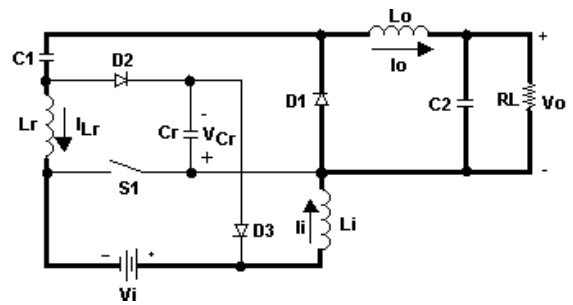


Fig. 9. Oitava Etapa $[t_7;t_8]$

Quarta Etapa $[t_3-t_4]$: A duração desta etapa depende da razão cíclica. Este intervalo é responsável pela característica PWM do conversor, por isso ela deve ser bem maior que as outras etapas anteriores, para o conversor possuir tal característica. Durante este estágio de funcionamento a tensão e a corrente nos elementos ressonantes são representados pelas seguintes equações:

$$V_{Cr}(t) = -V_i \quad (11)$$

$$I_{Lr}(t) = -I_0 \quad (12)$$

Quinta Etapa $[t_4-t_5]$: Esta etapa começa quando a chave S1 é bloqueada de acordo com o valor da razão cíclica. Com o bloqueio de S1, sob tensão nula (ZVS) já que V_{Cr} é igual a V_i , o capacitor Cr carrega-se linearmente através de D3 com a corrente constante I_i+I_0 . A tensão no capacitor de ressonância (V_{Cr}) irá variar de $-V_i$ até $V_{Cr}-V_i$, momento no qual o diodo D1 é polarizado diretamente, terminando esta etapa de funcionamento. As equações mais relevantes para esta etapa de funcionamento são mostradas de (13) a (15).

$$I_{Lr}(t) = -I_0 \quad (13)$$

$$V_{Cr}(t) = -V_i + \frac{I_i + I_0}{Cr} \cdot t \quad (14)$$

$$V_{Cr}(t_5) = V_{C1} - V_i \quad (15)$$

Sexta Etapa [t₅-t₆]: Em t₅ o diodo D1 começa a conduzir, dando início a esta etapa de funcionamento. A condução de D1 possibilita a ressonância entre L_r e Cr através do caminho Cr, D3, V_i, L_r, C1 e D1. Nesta etapa, a tensão V_{Cr} variará de V_{C1}-V_i até V_{C1}, quando o diodo D2 entra em condução finalizando esta etapa de funcionamento. A tensão e a corrente final, bem como as equações da corrente e tensão nos elementos ressonantes para esta etapa, estão representadas abaixo.

$$V_{Cr}(t) = V_{C1} - V_i + (I_i + I_0) \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \text{sen}(\omega_0 t) \quad (16)$$

$$V_{Cr}(t_6) = V_{C1} \quad (17)$$

$$I_{Lr}(t) = -I_0 + I_i \cdot [1 - \cos(\omega_0 t)] \quad (18)$$

$$I_{Lr}(t_6) = I_i \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \left(\frac{1}{G_1(\alpha_1 + \alpha_2)} \right)^2} \right) \quad (19)$$

Sétima Etapa [t₆, t₇]: No tempo t₅ o diodo D2 começa a conduzir a corrente I_i, dando início a esta etapa de funcionamento. A corrente no indutor L_r crescerá linearmente até atingir o seu valor máximo (I_i), ao mesmo tempo a corrente em D2 e D3 decrescerá linearmente até 0. Quando a corrente em L_r atingir I_i, a corrente nos diodos D2 e D3 será zero e os mesmos serão reversamente polarizados concluindo esta etapa de funcionamento. A equação da corrente e a corrente final em L_r são mostradas abaixo.

$$I_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_6) + \frac{V_i}{Lr} \cdot t \quad (20)$$

$$I_{Lr}(t_7) = I_i \quad (21)$$

Oitava Etapa [t₇, t₀]: Esta etapa tem início quando a corrente no indutor ressonante atinge I_i e termina quando a chave S1 é colocada em condução novamente, dando início a um novo ciclo de chaveamento. As equações da corrente e da tensão nos elementos ressonantes mostram que estes valores são fixos para esta etapa de funcionamento.

$$I_{Lr}(t) = I_i \quad (22)$$

$$V_{Cr}(t) = V_{C1} \quad (23)$$

Vale salientar que a comutação dos diodos é feita na forma ZCS, apesar da comutação ideal para estes diodos ser ZVS, mesmo assim espera-se algum benefício em termos de EMI para estas comutações.

Na Fig. 10 são apresentadas as principais formas de onda do conversor proposto.

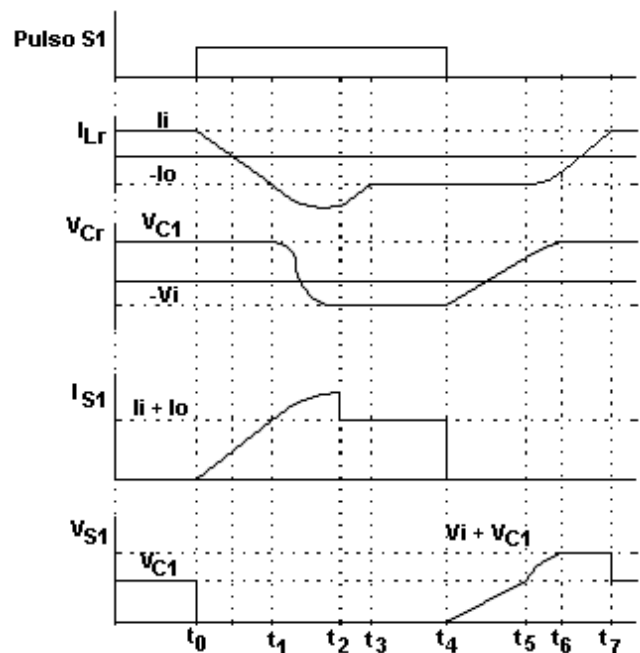


Fig. 10. Formas de Onda Teóricas Principais para o Conversor Proposto na Fig. 1.

Pode-se verificar na Fig. 10 que o conversor proposto funciona com chaveamento suave (ZVS e ZCS).

No plano de fases, mostrado na Fig. 11, pode ser observado que o máximo valor da tensão no capacitor de ressonância (V_{Cr}) é igual a V_{C1}, tensão que o capacitor de ressonância atinge no início da sétima etapa.

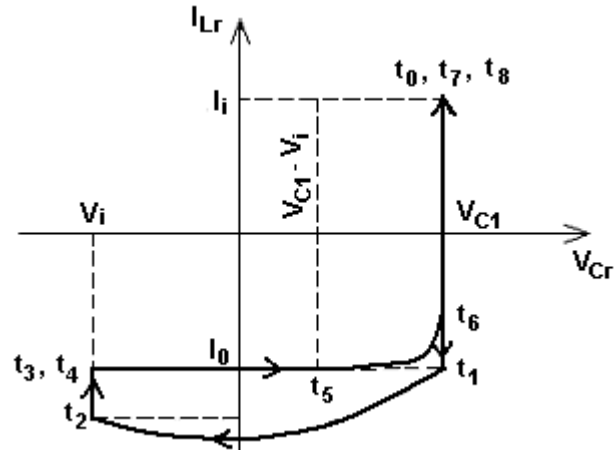


Fig. 11. Plano de Fases para o Conversor Proposto.

III. CÁLCULO DO GANHO ESTÁTICO DO CONVERSOR

O ganho estático do conversor, no modo de condução contínua, é calculado com o auxílio das equações anteriores. Para simplificar o resultado final do equacionamento do ganho estático e para estabelecer algumas relações, utiliza-se as seguintes definições:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{Cr \cdot Lr}} \quad (24)$$

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} \quad (25)$$

$$\alpha_1 = \frac{I_i}{V_{C1}} \cdot \sqrt{\frac{Lr}{Cr}} \quad (26)$$

$$\alpha_2 = \frac{I_0}{V_{C1}} \cdot \sqrt{\frac{Lr}{Cr}} \quad (27)$$

$$G_1 = \frac{V_{C1}}{V_i} \quad (28)$$

$$G_2 = \frac{V_0}{V_{C1}} \quad (29)$$

Como a estrutura proposta trata de um conversor boost interligado com um conversor buck, tem-se dois ganhos estáticos. O ganho estático G_1 relacionando a tensão no capacitor C1 (V_{C1}) com a tensão de entrada (ganho estático para o estágio boost), e o outro ganho estático, (ganho estático para o estágio buck) que relaciona a tensão de saída V_0 com a tensão no capacitor C1 (V_{C1}). As equações do ganho estático são dadas nas equações (30) e (31).

$$G_1 = \frac{V_{C1}}{V_i} = \frac{1}{1-D - \frac{1}{T \cdot \omega_0} \cdot \left(-\alpha_1 + \frac{1}{2 \cdot \alpha_1} \right)} \quad (30)$$

$$G_2 = \frac{V_0}{V_{C1}} = D + \frac{1}{T \cdot \omega_0} \cdot \left(-\alpha_2 + \frac{1}{2 \cdot \alpha_2} \right) \quad (31)$$

Onde:

$$D = \frac{(t_4 - t_0)}{T}$$

T = Período de chaveamento de S1.

Pela análise das equações (30) e (31) verifica-se que para um valor de ω_0 muito maior que a frequência de chaveamento e para um valor de α_1 e α_2 relativamente grandes (neste caso superior a 0,3), o conversor tem um comportamento praticamente PWM, isto pode ser melhor visualizado nos gráficos da Fig.12.

Os gráficos da Fig. 12 foram traçados para uma relação $f_s/f_0 = 0,1$, ou seja, para uma frequência de chaveamento dez vezes menor que a frequência de ressonância. Eles mostram que o conversor tem um comportamento praticamente PWM a partir de um valor de α superior a 0,3.

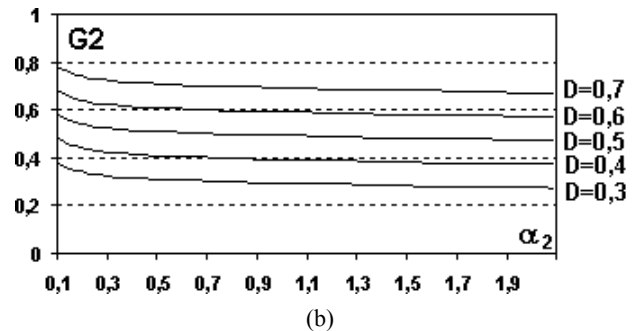
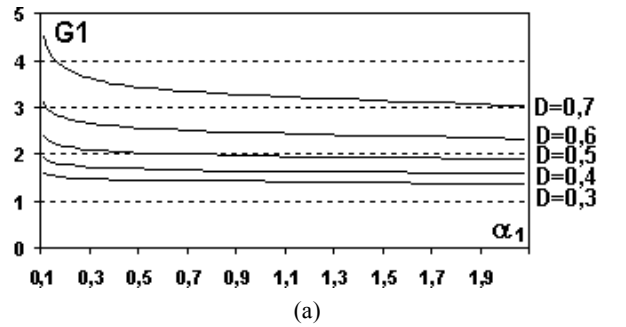


Fig. 12. Curvas Teóricas de G_1 vs α_1 (a) e G_2 vs α_2 (b) com Variação de D.

IV. EXEMPLO DE PROJETO E SIMULAÇÃO

O projeto deve ser feito basicamente para se encontrar os valores adequados de α_1 e α_2 para que o conversor funcione na região PWM das curvas traçadas na Fig. 12. Uma outra condição a ser satisfeita é que a frequência de ressonância seja pelo menos dez vezes a frequência de chaveamento. Desta forma podemos calcular os valores dos elementos ressonantes que compõem a estrutura. As equações básicas para o cálculo do indutor e do capacitor de ressonância são aquelas dadas de (24) a (27).

Os valores dos elementos ressonantes devem satisfazer os valores de α_1 e α_2 para que o conversor esteja na região de funcionamento PWM. Analisando-se as Fig.12, os valores de α , que satisfazem esta condição, devem ser maiores que 0,3. Isso é facilmente contornável, basta garantir que o valor do α relacionado à menor corrente (I_0 ou I_i) seja maior que 0,3. Tomando-se este cuidado, o valor do α relacionado à maior corrente (I_0 ou I_i) automaticamente também será maior que 0,3. No exemplo de projeto dado considera-se I_0 menor que I_i (esta relação justifica-se pelos valores de potência e carga do projeto). Dados para o projeto:

- Tensão de entrada (V_i) = 50V;
- Corrente de entrada (I_i) = 2A;
- Capacitor de filtro (C1) = 350 μ F;
- Frequência de Chaveamento = 100kHz;
- Razão Cíclica = 0,5;
- V_0 (experimental) = 50V;
- V_0 (simulação) = 50V e 90V;
- P_o = 100W;
- $\alpha_2 = 1$ ($V_0 = 50V$).

O cálculo de α_2 será feito para $V_0 = 50V$, pois esta foi a tensão utilizada na implementação do protótipo.

Através do ábaco de G1 na Fig. 12(a), verifica-se que para $\alpha_2=1$ e $D=0,5$ o valor de G1 é 2, logo:

$$V_{C1} = 50 \cdot 2 = 100V$$

$$\frac{f_s}{f_o} = 0,1 \Rightarrow f_o = 1MHz$$

$$1 \cdot 10^6 = \frac{1}{2\pi\sqrt{Lr \cdot Cr}} \Rightarrow Cr = \frac{1}{4 \cdot 10^{12} \pi^2 \cdot Lr}$$

$$\alpha_2 = \frac{2}{100} \cdot \sqrt{\frac{Lr}{Cr}} \Rightarrow 1^2 = \frac{4}{10000} \cdot Lr^2 \cdot 39,5 \cdot 10^{12}$$

$$Lr = 8\mu H \Rightarrow Cr \cong 3nF$$

Como o valor de Cr calculado não é um valor comercial, adota-se um capacitor de 2,7nF. Com estes valores tem-se $\alpha_1=\alpha_2=1,09$, e o valor de $f_o=1,08MHz$. Os valores de α_1 e α_2 foram calculados supondo-se que o conversor irá funcionar a maior parte do tempo próximo à carga nominal. Caso a potência de saída seja muito baixa em relação à potência nominal, isto fará com que os valores de α_1 e α_2 sejam reduzidos (devido aos baixos valores da corrente de entrada I_i , e da corrente de saída I_o), podendo fazer com que o funcionamento do conversor seja fora da região PWM. Portanto, o conversor deve operar em uma faixa de potência de saída de forma que os valores de α_1 e α_2 nunca sejam menores que 0,3.

O conversor foi simulado no Pspice com os parâmetros definidos anteriormente. As principais formas de onda são mostradas nas figuras Fig. 13 e Fig. 14, para $V_o=50V$ e $90V$, respectivamente.

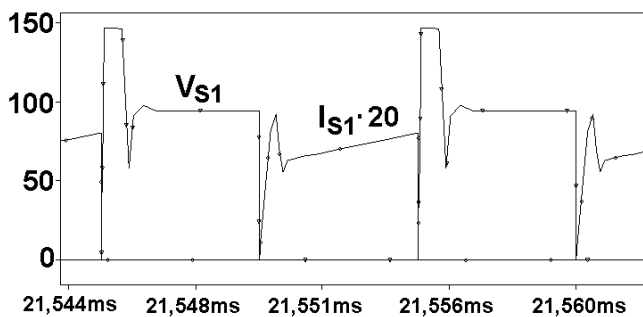


Fig. 13. Detalhe da Comutação na Chave S1 (Para $V_o = 50V$).

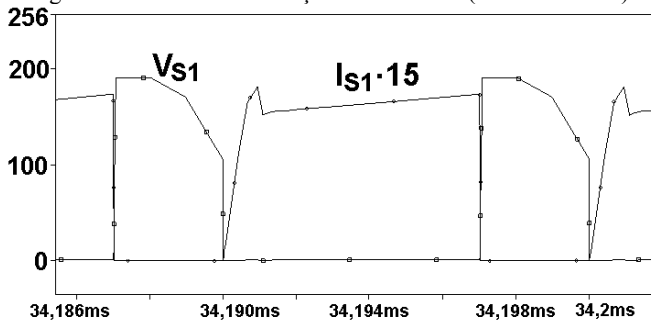


Fig. 14. Detalhe da Comutação na Chave S1 (Para $V_o = 90V$).

Nos resultados obtidos por simulação é possível verificar a eficácia da célula de comutação não dissipativa, pois a chave S1 é colocada em condução na forma ZCS e bloqueada na forma ZVS.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O conversor sendo proposto foi testado experimentalmente e utilizados os parâmetros calculados no exemplo de projeto. A chave (S1) utilizada foi o mosfet IRF740, e todos os diodos utilizados no circuito foram iguais (diodo HFA15TB60). A Fig. 15 mostra os detalhes da comutação na chave principal e a Fig.16 mostra a tensão no capacitor de ressonância e a corrente no indutor de ressonância. A Fig. 17 mostra a relação entre o rendimento da estrutura com chaveamento dissipativo e a mesma estrutura com a adição da célula de comutação não dissipativa.

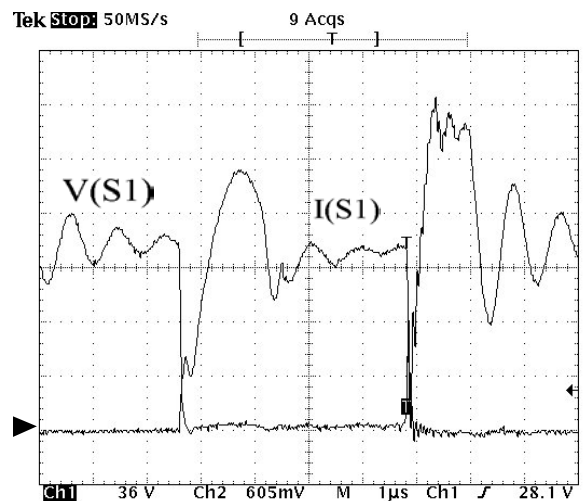


Fig. 15. Detalhe da Comutação na Chave S1.

Escalas: V(S1) 36V/div e I(S1) 300mA/div.

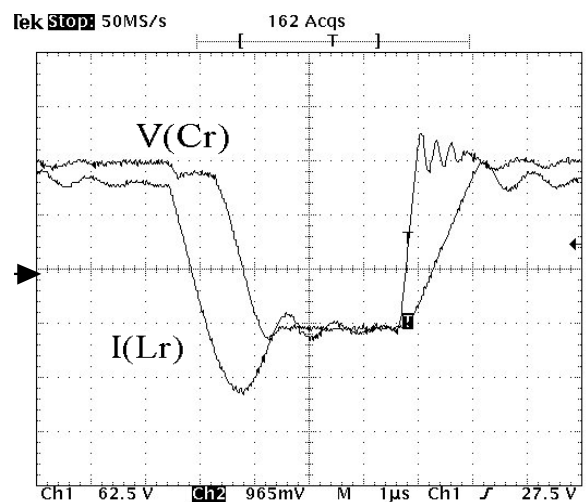


Fig. 16. Tensão e Corrente nos Elementos Ressonantes.

Escalas: V(Cr) 62,5V/div e I(Lr) 480mA/div.

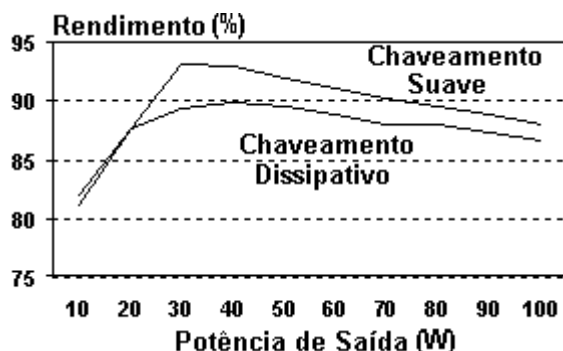


Fig. 17. Rendimento das estruturas com chaveamento dissipativo e não dissipativo.

Pela análise da Fig. 15 verifica-se a natureza das comutações na chave S1. Observa-se que a chave é fechada na forma ZCS e aberta na forma ZVS. Quando o pulso é aplicado no gate do mosfét, o indutor L_r limita o crescimento da corrente em S1 permitindo o chaveamento ZCS, e quando o pulso é retirado do gate do mosfét, o capacitor C_r limita o crescimento da tensão em S1, o que garante a comutação ZVS.

Na Fig. 16 são mostradas a corrente e a tensão nos elementos de ressonância. Verifica-se que as variações destas grandezas nestes elementos não são abruptas, permitindo supor que pode haver uma menor emissão de ruídos eletromagnéticos provenientes do conversor.

O rendimento da estrutura, mostrado na Fig.17, aparentemente baixo é devido à baixa tensão de entrada, esta condição de funcionamento salienta ainda mais a queda de tensão nos semicondutores, ao mesmo tempo exige uma corrente maior de entrada quando comparado com o mesmo conversor funcionando em uma tensão maior para a mesma potência, isto aumenta as perdas nas resistências parasitas dos elementos do conversor. Além disso, considerando-se o MOSFET utilizado, a reduzida potência implementada faz com que as perdas relativas à condução se destaquem.

Uma das principais vantagens deste conversor é sua simplicidade, acredita-se que o controle PWM poderia ser empregado de forma simples sem quaisquer modificações (desde que os componentes estejam projetados para trabalharem na região PWM do gráfico de ganho estático). Uma outra característica positiva é a ausência da chave auxiliar, simplificando o circuito de controle.

VI. CONCLUSÕES

Um conversor Cuk com chaveamento suave foi apresentado. Ele possui somente uma chave ativa, e com o acréscimo de uma malha ressonante (sem uma chave auxiliar) são fornecidas ao conversor características de chaveamento suave.

Acredita-se que o circuito de controle deste conversor pode ser simplesmente adaptado a partir de um conversor PWM convencional, para a estrutura proposta, sem modificações (desde que a estrutura esteja projetada para operar no modo de condução contínua, em conformidade com a Fig. 12).

Apesar de apresentar uma malha ressonante, o conversor possui um comportamento predominantemente PWM, desde

que os elementos ressonantes sejam projetados de forma a garantir esta característica. O intervalo ressonante pode ser feito tão pequeno quanto se queira, desde que o valor do pico de corrente durante o início da ressonância não danifique a chave.

Como a ressonância tem um período relativamente curto, o valor eficaz de sua corrente é pequeno, e praticamente não contribui para as perdas de condução das chaves e dos elementos semicondutores em geral.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] E.T. Calkin and B.H. Hamilton, "Circuit Techniques for Improving the Switching Loci of Transistor Switches in Switching Regulators", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 1A-12, no. 4, pp. 364-369, July/August 1976.
- [2] W. McMurray, "Selection of Snubbers and Clamps to Optimize the Design of Transistor Switching Converters", *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 16, no. 4, pp. 513-523, July/August 1980.
- [3] J. Holtz and R. Rosner, "Gate Drive Power Recovery and Regenerative Snubber Scheme for Series-Connected GTOs in High Voltage Inverters", in *Proc. of IAS*, vol. 3, pp. 1535-1540, 1999.
- [4] F.C. Lee, "High Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies", in *Proc. of IEEE*, vol. 76, no. 4, pp. 377-390, 1988.
- [5] I. Barbi; J.C. Bolacel; D.C. Martins and F.B. Libano, "Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency: Analysis, Design and Experimentation", in *Proc. of PESC*, vol. 2, pp. 873-880, 1989.
- [6] G. Hua; C.S. Leu and F.C. Lee, "Novel Zero-Voltage Transition PWM Converter", in *Proc. of PESC*, vol. 1, pp. 55-61, 1992.
- [7] L.R. Barbosa, J.B. Vieira Jr., L.C. Freitas and V.J. Farias, "A Boost PWM Soft-Single-Switched Converter", in *Proc. of PESC*, vol. 1, pp. 401-407, 1998.
- [8] M. Vilela, E.A.A. Coelho, J.B. Vieira Jr., L.C. Freitas and V.J. Farias, "PWM Soft-Switched Converters Using a Single Active Switch", in *Proc. of APEC*, vol. 1, pp. 305-310, 1996.
- [9] L.R. Barbosa, E.A.A. Coelho, L.C. Freitas; J.B. Vieira Jr. and V.J. Farias, "PWM Soft-Switched Converters With a Single Active Switch", *Transactions of IEEJ - The Institute of Electrical Engineers of Japan, Inc. (Industry Applications Society)*, vol. 117, no.11, pp. 1305-1310, November 1997.
- [10] L.R. Barbosa, J.A. Lambert, L.C. Freitas, J.B. Vieira Jr. and V.J. Farias, "A Boost PWM Soft-Single-Switched Converter With Low Voltage and Current Stresses", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no.1, pp. 26-35, January 1998.
- [11] L.R. Barbosa, M.S. Vilela, L.C. Freitas, J.B. Vieira Jr. and V.J. Farias, "A Buck Quadratic PWM Soft-Switching Using a Single Active Switch", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 3, pp. 445-453, May 1999.

- [12] S. Cuk and R.D. Middlebrook, "A New Optimum Topology Switching DC-to-DC Converter", in *Proc. of PESC*, vol. 1, pp. 160-179, 1977.
- [13] S. Cuk: "Discontinuous Inductor Current Mode in the Optimum Topology Switching Converter", in *Proc. of PESC*, vol. 1, pp. 105-123, 1978.

DADOS BIOGRÁFICOS

Lúcio dos Reis Barbosa, nascido em 19/01/1969 em Patos de Minas-MG, é engenheiro eletricista (1993), mestre (1996) e doutor em Engenharia Elétrica (2000) pela Universidade Federal de Uberlândia. Atualmente é professor adjunto da Universidade Estadual de Londrina. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, conversão de potência em alta frequência, correção do fator de potência e novas topologias de conversores.

Adriano Alves Pereira, nascido em 06/06/1964 em

Pratápolis-MG, é engenheiro eletricista (1987), mestre (1995) e doutor em Engenharia Elétrica (1998) pela Universidade Federal de Uberlândia. Atualmente é professor adjunto da Universidade Federal de Uberlândia. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, qualidade da energia elétrica, sistemas de controle eletrônicos e microeletrônica.

Alceu Tarcisio Cezar, nascido em 19/10/1959 em Mandaguari, PR, Brasil, é engenheiro eletricista (1983) pela Universidade Federal do Paraná (UFPR), mestre (2004) em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Londrina (UEL), na área de eletrônica de potência. Trabalhou durante 17 anos na área industrial de transformadores de distribuição, incluindo desenvolvimento de projetos, ensaios e processos produtivos. Atualmente trabalha no ramo de consultoria na área de engenharia elétrica envolvendo diversos temas como instalações elétricas, sistemas de aterramento, controle do fator de potência, otimização no consumo de energia elétrica na área industrial entre outros.