

UMA FAMÍLIA DE CONVERSORES PWM COM CHAVEAMENTO SUAVE USANDO UMA ÚNICA CHAVE ATIVA

M. S. Vilela E. A. A. Coelho J. B. Vieira Jr. L. C. de Freitas V. J. Farias

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

RESUMO: Este artigo apresenta uma nova família de conversores PWM com chaveamento suave os quais usando uma única chave ativa são capazes de operar com características PWM em uma larga faixa de frequência e potência.

Para ilustrar o princípio de funcionamento destes novos conversores um estudo detalhado, incluindo resultados de simulação e experimentais, é feito.

A validade destes novos conversores é garantida pelos resultados obtidos.

ABSTRACT: This paper presents a new family of PWM soft-single-switched converters which, having only a single active switch, is able to operate with soft switching in a pulse with modulation way. In addition such converters can work in a wide range of load and frequency.

In order to illustrate the operating principle of these new converters a detailed study, including simulations and experimental test is carried out.

The validity of these new converters is guaranteed by the obtained results.

1 - INTRODUÇÃO

Altas frequências de chaveamento são necessários para reduzir o tamanho e peso dos conversores DC-DC. Contudo, isto resulta grandes perdas e, conseqüentemente, baixa eficiência em conversores PWM convencionais.

Os conversores, inicialmente, propostos para contornar esta situação [1] [3] apresentam outros inconvenientes tais como limitação de potência, altos picos de tensão e corrente, etc.

Atualmente existem conversores mais modernos que apresentam menos problemas que os anteriores. Exemplos de tais conversores podem ser encontrados nas referências [2] e [6]. Embora os conversores da referência [6] apresentem várias vantagens eles não operam com chaveamento suave com razão cíclica menor que meio. De forma semelhante o conversor da referência [2] também possui várias vantagens, mas sua chave principal, além de ser aberta de forma dissipativa, é submetida a elevados picos de corrente.

Na busca de um conversor que não apresentasse os problemas citados anteriormente chegou ao conversor descrito na referência[4] que apesar de possuir várias vantagens não é perfeito. Este conversor, como a maioria dos conversores PWM com chaveamento suave existentes até março de 1995, possui duas chaves ativas.

Na tentativa de se obter um conversor PWM com chaveamento suave usando uma única ativa, chegou-se ao conversor da referência[5] que deu origem à família de conversores que está sendo proposta neste artigo.

Estes conversores, tendo somente uma chave ativa, são capazes de operar com chaveamento suave e com características PWM em altas frequências numa ampla faixa de carga sem grandes limitações da razão cíclica e sem altos picos de corrente e tensão.

Para enfatizar tais qualidades, uma análise detalhada do conversor Buck será feita nas seguintes seções.

2- PRINCÍPIOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR BUCK

A figura 1 mostra o circuito de potência do conversor Buck pertencente a nova família, que é objeto de estudo neste trabalho.

Para enfatizar os princípios de operação deste conversor, um ciclo de operação do mesmo será dividido em 8 estágios como mostrados na figura 2 e descritos a seguir

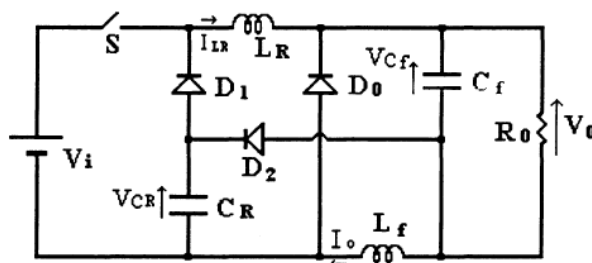


Fig. 1 - circuito de potência do conversor Buck

Primeiro estágio $[t_0, t_1]$: O primeiro estágio começa quando a chave S é fechada na forma ZCS. Neste estágio, a corrente através do indutor ressonante cresce linearmente até torna-se igual a corrente de carga no tempo t_1 (fig. 3).

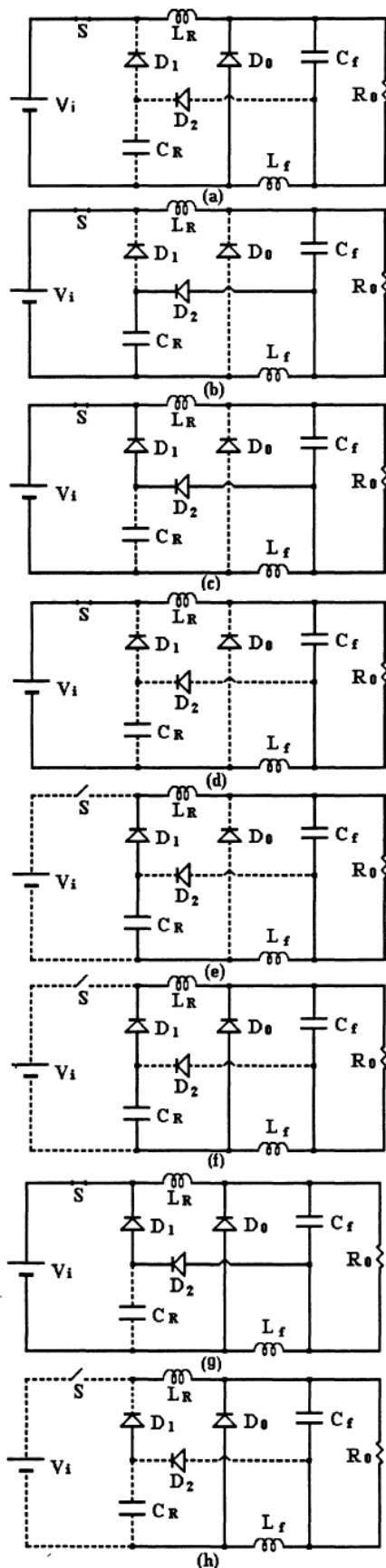


Fig. 2 - Circuito equivalente para cada estágio de operação do conversor Buck PWM.

Segundo estágio $[t_1, t_2]$: Após t_1 , inicia-se o estágio ressonante. Neste intervalo de tempo, a corrente I_{L_R} cresce senoidalmente enquanto V_{C_R} varia de $(-V_0)$ até $(V_i - V_0)$, a partir daí, ela decresce até que a tensão no capacitor torne-se V_i . Quando o diodo D_1 começa conduzir no tempo t_2 , a tensão do capacitor é grampeada, terminado o período ressonante.

Terceiro estágio $[t_2, t_3]$: Neste intervalo de tempo, a corrente através do indutor L_R decresce linearmente até torna-se igual a corrente do indutor de filtro. Durante este período, a tensão através de L_R é V_0 e a tensão do capacitor permanece em V_i .

Quarto estágio $[t_3, t_4]$: Durante este estágio, além dos circuitos de carga e de alimentação, somente a chave S e o indutor L_R estão conduzindo e a transferência de energia da fonte para carga ocorre em um intervalo de tempo definido pela razão cíclica.

Quinto estágio $[t_4, t_5]$: Este estágio inicia quando a chave S é aberta ZVS devido ao fato da tensão no capacitor C_R encontra-se com o valor V_i . Neste intervalo de tempo, o capacitor descarrega linearmente até zerar sua tensão quando o diodo D_0 entra em condução.

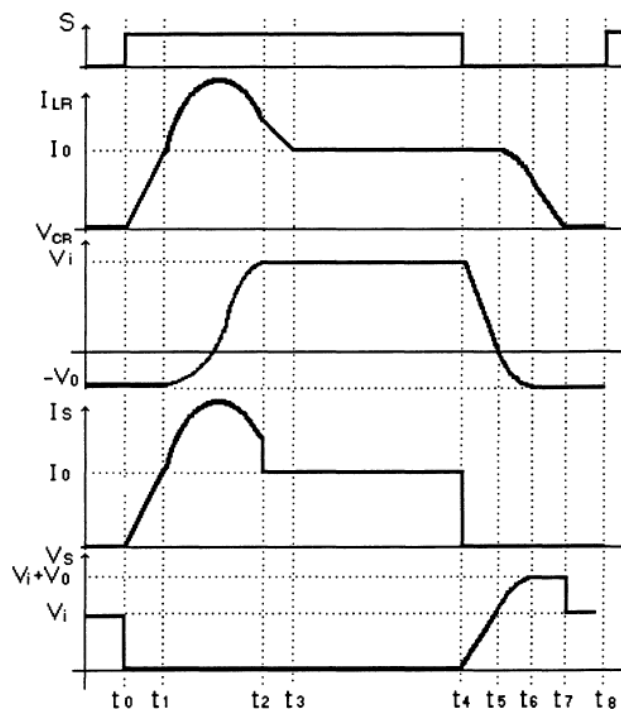


Fig. 3 - Formas de onda teórica do conversor Buck

Sexto estágio $[t_5, t_6]$: Neste intervalo de tempo, ocorre uma nova ressonância entre o capacitor C_R e o indutor L_R . Durante este estágio, o capacitor carrega negativamente enquanto a corrente através do indutor ressonante decresce. Isto acontece até a tensão V_{C_R} torna-se $(-V_0)$ no tempo t_6 . Neste momento, há possibilidade do valor da corrente

ressonante ter decrescido até zero. Esta situação pode ocorrer se a corrente no indutor de filtro é menor que $V_0(C_R/L_R)^{1/2}$. Isto não é uma condição necessária de funcionamento do conversor, uma vez que ele opera com corrente de carga independente da corrente ressonante.

Sétimo estágio $[t_6, t_7]$: Quando o diodo D_2 começa a conduzir, a corrente no indutor L_R decresce linearmente até zerar pela ação da tensão da carga. Quando a corrente no indutor ressonante atingir zero a chave S poderá ser fechada com chaveamento ZCS.

Oitavo estágio $[t_7, t_8]$: Neste estágio, somente o diodo D_0 conduz a corrente de carga. No fim deste intervalo, a chave S é fechada iniciando o próximo ciclo de operação.

De acordo com os princípios de operação descritos acima, algumas características importantes do conversor podem ser relatadas como a seguir:

Observa-se que este conversor, contendo apenas uma chave ativa, opera com características PWM e com chaveamento suave. Esta é a principal vantagem deste conversor.

Para tornar possível o funcionamento deste conversor sem chave auxiliar é necessário obter um potencial menor que a referência de tensão da fonte. Isto é obtido colocando-se o indutor de filtro no lado negativo da carga ao invés do positivo. Desta forma quando o diodo D_0 está conduzindo, o nó entre o capacitor e o indutor de filtro possui um potencial ($-V_0$). Isto grampeia a tensão do capacitor ressonante V_{CR} em ($-V_0$) no fim do período ressonante, e a corrente no indutor ressonante decresce até atingir zero, produzindo condição favorável ao fechamento da chave S.

Para determinar o ganho de tensão do conversor Buck, várias equações foram escrita baseadas na seguintes considerações:

- Tensão de alimentação V_i e corrente de carga são consideradas constantes.
- Todos componentes e chaves são ideais.

Alem disto, as seguintes definições foram usadas:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_R L_R}} \quad (1)$$

$$\alpha = \frac{I_0}{V_i} \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (2)$$

$$k = \frac{V_0}{V_i} \quad (3)$$

Onde:

- ω_0 - Frequência de ressonância
- α - Corrente de saída normalizada
- k - Ganho estático

O resultado final, foi o ganho de tensão dado pela equação (4):

$$\frac{V_0}{V_i} = D + \frac{1}{T\omega_0} \left(-\alpha + \frac{1}{2\alpha} \right) \quad (4)$$

Onde:

$$D = \frac{(t_4 - t_0)}{T} \quad (5)$$

3 - METODOLOGIA DE PROJETO

Neste item, trata-se dos passos a seguir para elaboração do projeto do conversor Buck.

Passo 1 - Especificação do conversor

-Tensão de alimentação:

- Tensão nominal - V_E
- Tensão máxima - $V_E \text{ máx}$
- Tensão mínima - $V_E \text{ min}$
- Tensão de saída - V_0
- Potência de saída - P_0
- Frequência de chaveamento - f_S
- Frequência de ressonância - f_0

Passo 2 - Corrente média na carga

Calcula-se a corrente média na carga conforme a equação 6 mostrada abaixo:

$$I_C = \frac{P_0}{V_0} \quad (6)$$

Passo 3 - Especificação do parâmetro alfa.

É conveniente escolher o valor de alfa tão grande quanto possível, já que quanto maior for o seu valor menor será a corrente ressonante. Assim sendo, baseando-se na expressão 7 que determina o tamanho do capacitor ressonante para que a abertura da chave seja suave, pode-se obter o valor de alfa que satisfaça esta condição, como mostrado na expressão 8.

$$\frac{I_0}{C_R} = \frac{\Delta V_{sl}}{\Delta t} \leq 2000 \text{ V}/\mu\text{s} \quad (7)$$

$$\alpha \leq \frac{2 \times 10^9}{\omega_0 V_i} \quad (8)$$

Passo 4 - Calculo da corrente I_0

A corrente I_0 pode ser calculada pela equação 9.

$$I_0 = \frac{I_C}{1 + \frac{f_S}{2\pi f_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} + \frac{1}{2\alpha k} + \frac{\alpha}{2k} \right\}} \quad (9)$$

Passo 5 - Calculo da impedância característica (Z_0)

A impedância característica definida pela equação (10) pode ser calculada com base na expressão 11.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (10)$$

$$Z_0 = \alpha \frac{V_E}{I_0} \quad (11)$$

$$\Delta V_{Cf} \leq \frac{I_0}{\alpha} R_{Cf} \quad (19)$$

Onde:

R_{Cf} - resistência interna do capacitor de filtro e I_0/α corresponde a máxima variação da corrente nos terminais do capacitor de filtro.

Passo 6 - Circuito ressonante L_R e C_R

Com os valores de Z_0 e f_0 calcula-se os valores dos componentes ressonantes, L_R e C_R , usando as equações (12) e (13)

$$\frac{L_R}{C_R} = Z_0^2 \quad (12)$$

$$L_R C_R = \frac{1}{(2\pi f_0)^2} \quad (13)$$

Passo 7 - Razão cíclica máxima (Dmax) e mínima (Dmin).

Com base na equação 4 pode-se fazer a seguinte aproximação:

$$\frac{V_0}{V_i} = D \quad (14)$$

Calcula-se Dmax e Dmin através das expressões:

$$D_{min} = \frac{V_0}{V_{i,max}} \quad (15)$$

$$D_{max} = \frac{V_0}{V_{i,min}} \quad (16)$$

Passo 8 - Indutor de filtro (L_f)

O valor da indutância deve ser calculado pela expressão 17.

$$L_f = \frac{V_E \max(1 - D_{min}) D_{min}}{f_s \Delta I_{L_f}} \quad (17)$$

Onde:

ΔI_{L_f} - variação da corrente no indutor L_f

Passo 9 - Capacitor de filtro (C_f)

O capacitor de filtro deve ser suficientemente grande para manter as ondulações de tensão em seus terminais limitado dentro de um certo valor especificado pelo projetista. O valor da capacitância pode ser calculado pela expressão abaixo:

$$C_f = \frac{\Delta I_{L_f}}{2\pi f_s \Delta V_{Cf}} \quad (18)$$

Um outro fator que deve ser considerado no cálculo do capacitor de filtro, é sua resistência interna. O valor da capacitância, levando-se em conta sua resistência interna, deve ser especificado de acordo com a expressão 19.

Exemplo de projeto

Usando as seguintes especificações:

-Tensão de alimentação:

Tensão nominal	- 120 V
Tensão máxima	- 140 V
Tensão mínima	- 100 V

-Tensão de saída - 50 V

-Potência de saída - 350 W

-Frequência de chaveamento - 100 kHz

-Frequência de ressonância - 900 kHz

E seguindo os passos descrito anteriormente, obtêm-se:

$$\alpha = 1,5$$

$$L_R = 4,58 \mu H$$

$$C_R = 6,2 \text{ nF}$$

$$L_f = 162 \mu H$$

$$C_f = 660 \mu F$$

4- FAMÍLIA DE CONVERSORES PWM

Como pode ser visto o conversor Buck mostrado na figura 1 é composto de um conversor Buck convencional mais um circuito ressonante o qual contém um diodo conectado no ponto de ligação dos elementos de filtro que estão em paralelo com o diodo D_0 .

Embora os outros conversores da nova família que está sendo proposta são obtidos de forma similar, este processo de obtenção apresenta algumas dificuldades porque o ponto comum entre os elementos de filtro não está presente nos conversores Boost, Buck-Boost e SEPIC, uma vez que os mesmos não possuem indutor de filtro na saída. Para contornar esta situação um filtro auxiliar formado pelo indutor L_a e o capacitor C_a podem ser usados em paralelo com o diodo D_0 como mostrado na figura 4.

Uma vez que os conversores Cuk e ZETA possuem um ponto adequado para a conexão do diodo D_2 como foi visto anteriormente para o conversor Buck, eles não requerem filtro auxiliar e suas configurações básicas podem ser vistas na figura 5.

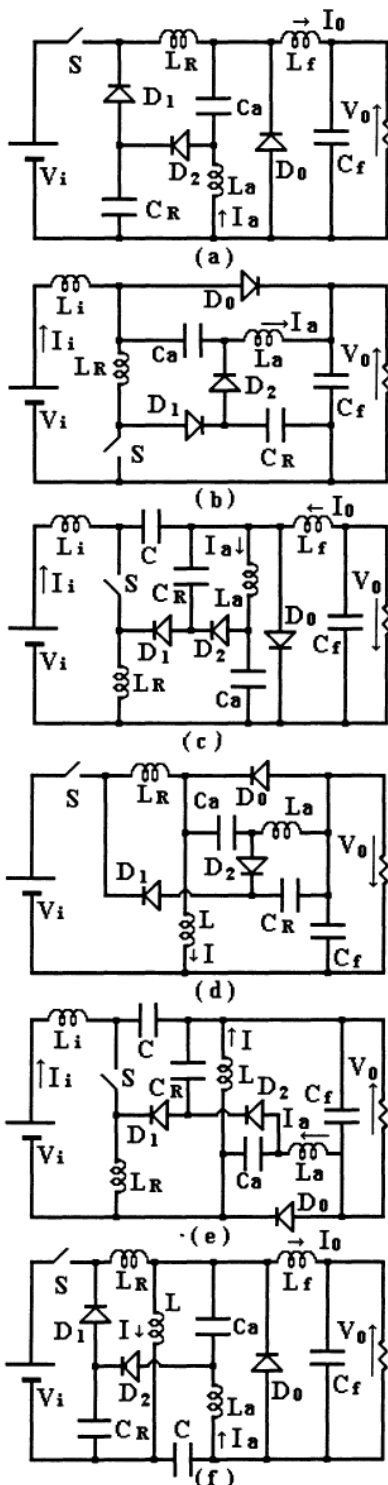


Fig. 4 - Família de conversores. (a) Buck (b) Boost (c) Cuk (d) Buck-Boost (e) SEPIC (f) ZETA

Os diagramas de fase normalizados de todos os conversores desta família podem ser representados por um único diagrama como mostrados na fig. 6. Embora o diagrama de fase de cada um destes conversores tenham a mesma forma, os valores de I_b , V_a e V_b são diferentes para todos os conversores como mostrado na tabela 1.

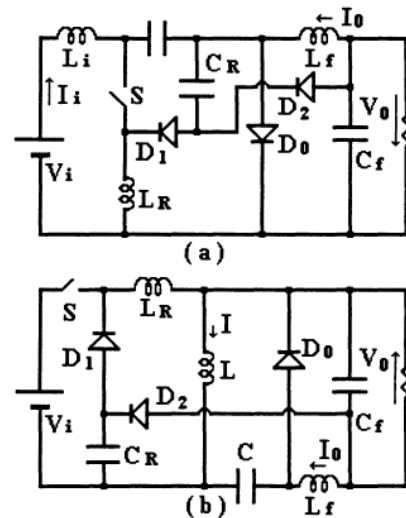


Fig. 5 - Conversor Cuk e Zeta sem filtro auxiliar. (a) Cuk (b) ZETA.

TAB.1 - Valores dos parâmetros mostrados na fig. 6

CONV.	(I_x)	$(I_b)\sqrt{L_r/C_r}$	V_a	V_b
Buck	$I_o - I_a$	V_i	$-V_o$	V_i
Boost	$I_i - I_a$	V_o	-	0
			$2V_o + V_i$	
Cuk	$I_i + I_o - I_a$	$V_i + V_o$	$-V_o$	$V_i + V_o$
Buck-Boost	$(I_i - I_a)$	$V_i + V_o$	$-V_o$	$V_i + V_o$
SEPIC	$I_i + I_i - I_a$	$V_i + V_o$	$-2V_o$	V_i
ZETA	$I_o + I_i - I_a$	$V_i + V_o$	$-2V_o$	V_i

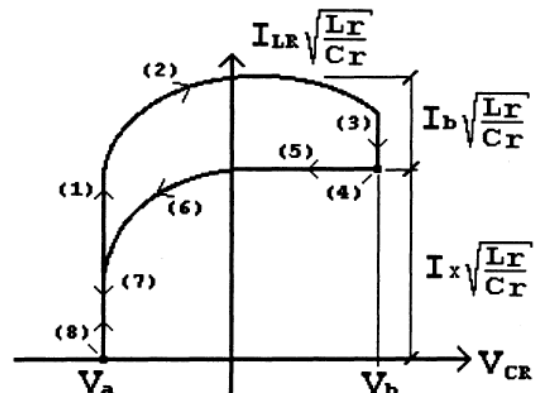


Fig. 6 - Diagrama de fase normalizado para todos os conversores desta família

5 - RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

Para maior ilustração, o conversor Buck pertencente a esta família foi simulado, usando os seguintes parâmetros:

$V_i = 100$ [V]; $L_R = 2,0$ [μ H]; $F_S = 200$ [Khz]; $C_R = 10$ [nF]; $R = 2.0$ [Ω]; $L_f = 200$ [μ H], $C_f = 5.0$ [μ F]

A figura 7 mostra as formas de onda obtidas para esta simulação.

Como pode ser visto por esta figura, este conversor realmente opera com chaveamento suave.

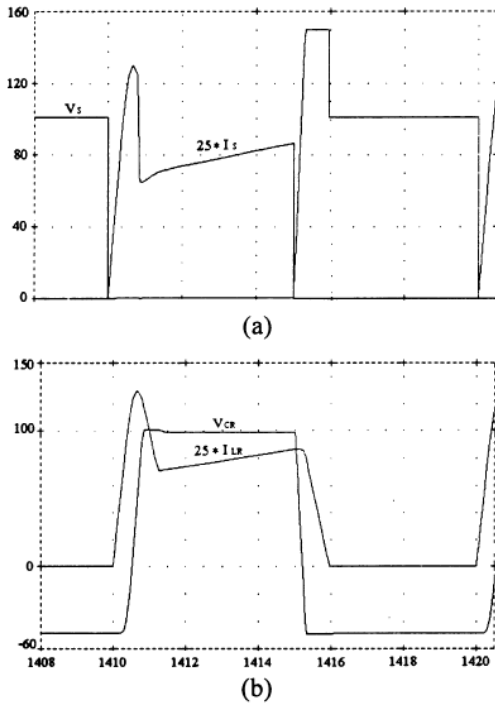


Fig. 7 - Formas de onda obtidas por simulação

5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A figura 8 mostra as formas de onda mais relevantes que

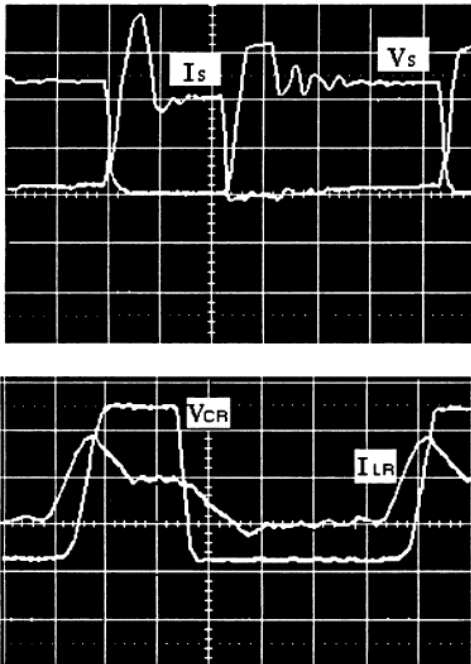


Fig. 8 - Formas de onda experimentais

Tempo: 1.56 μ S/div; tensão: 20 V/div; I_s : 0.55 A/div; I_{LR} : 1.1 A/div

foram obtidas experimentalmente com um protótipo, cujo parâmetros são:

$C_R = 10\text{nF}$ $L_R = 27.8 \mu\text{H}$ $C_f = 100 \mu\text{F}$ $L_f = 200 \mu\text{H}$ $V_i = 48\text{V}$ $S = \text{IRF640}$ $D_{0,1,2} = \text{U1620}$ $F_s = 100 \text{KHz}$ $V_0 = 16\text{V}$ $I_0 = 1.1\text{A}$

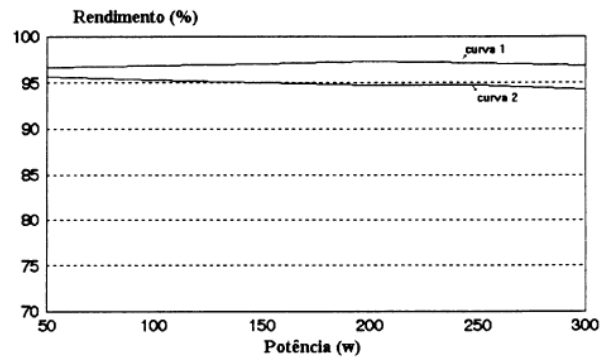


Figura 9 - Curvas de Rendimento do conversor Buck para a frequência de 100 kHz. Curva 1 (com a célula de comutação) curva 2 (sem a célula de comutação)

Como pode ser observado por esta figura, o conversor Buck opera com chaveamento suave, de acordo com o esperado.

A figura 9 mostra o rendimento do conversor Buck operando com frequência de chaveamento de 100 KHz, tensão de entrada de 100V e ganho estático de 0.5.

Como se vê, com o uso da nova célula de comutação, o conversor Buck apresentou um rendimento em torno de 2 % superior ao conversor convencional, mantendo o seu rendimento em torno de 97 %.

7- CONCLUSÃO

Uma nova família de conversores PWM com chaveamento suave, usando uma única chave ativa foi proposto. Este conversor possui as seguintes vantagens:

- Podem operar com chaveamento suave em uma larga faixa de carga.
- Possuem alto rendimento também com cargas leves.
- Não possuem grandes limitações de razão cíclica.
- Podem operar com característica PWM em uma larga faixa de frequência.

Os resultados obtidos validam a nova família de conversores.

8 - REFERENCIAS

- [1] Fred C. Lee, "High Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies", proceeding of the IEEE, vol. 76 N. 4, April 1988.
- [2] G. Hua, C. S. Leu, F.C. Lee. "Novel Zero-Voltage Transition PWM Converters". Proceeding of IEEE-PESC'92, pp.55-61.
- [3] Ivo Barbi, J. C. Bolacel, D. C. Martins and F. B. Libano, "Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency: Analysis, Design and Experimentation", IEEE PESC'89 Record, pp. 873-880.

- [4] M. S. Vilela, E.G.Silva, A.H. Batista, V.J. Farias "A Boost PWM Soft Switching Converter wit Low Switch Voltage and Current Stresses". Proceeding of IEEJ-IPEC'95, vol.3, pp. 1723-1728.
- [5] M. S. Vilela, E.G. Silva, V. J. Farias "A Buck PWM Soft-Switching Converter Using a Single Active Switch" Proceeding of IEEJ-IPEC'95, vol.2, pp.956-961.
- [6] L. C. de Freitas, N. P. Filho and V. J. Farias, "A Novel Family of DC-DC PWM Converters Using the Self-Resonant Principle", IEEE PESC'94 Record, pp. 1385-1391.

9 - DADOS BIOGRÁFICOS

Márcio da Silva Vilela, nasceu em Brasília- Distrito Federal, em 29 de agosto de 1968. Formou-se em Engenharia Elétrica 1994 pela Universidade Federal de Uberlândia, e atualmente é aluno do curso de Pós graduação desta instituição, na área de eletrônica de potência.

Ernane Antônio Alves Coelho, nasceu em Teófilo Otoni - MG a 27 de julho de 1962. Graduou-se em Engenharia Elétrica em 1987 pela Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte - MG. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica em 1989 pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC. Atualmente é professor assistente e membro do grupo de pesquisa em Eletrônica de Potência do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia -MG. Sua área de interesse inclui análise e desenvolvimento de conversores estáticos com comutação suave, fontes de alimentação chaveadas e amplificadores chaveados.

João Batista Vieira Júnior, nasceu em Panamá - Goiás, em 23 de março de 1955. Formou-se em engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia - M.G., em 1980. Obteve os títulos de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - S.C., em 1984 e 1991, respectivamente. É professor da Universidade Federal de Uberlândia - M.G., desde 1980, atualmente é professor titular e membro do grupo de pesquisas em Eletrônica de Potência desta instituição. Atuou como professor junto à Escola de Engenharia de Ituiutaba entre agosto de 1980 e dezembro de 1981. Sua área de interesse abrange análise, projeto, controle e aplicações em conversores estáticos de alta frequência, fontes de alimentação e correção de fator de potência. É membro da SOBRAEP, SBA e IEEE.

Luiz Carlos de Freitas, natural de Monte Alegre - Minas Gerais - Brasil. Graduou-se em Engenharia Elétrica em 1975, pela Universidade Federal de Uberlândia - M.G. Obteve os títulos de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica em 1985 e 1992 respectivamente, pela Universidade Federal de Santa Catarina. Atualmente, é professor Titular no curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia e membro do grupo de pesquisas em Eletrônica de Potência desta instituição. No período de 1991 à 1995, publicou mais de 40 artigos em congressos e revistas internacionais e nacionais. Sua área de pesquisa inclui análise, projeto, controle, aplicação e desenvolvimento de novas topologias de conversores estáticos operando com alta frequência de chaveamento, com comutação dissipativa e não dissipativa. É membro da SOBRAEP e IEEE.

Valdeir José Farias, nasceu em Araguari - Minas Gerais, em 18 de novembro de 1947. Graduou-se em Engenharia Elétrica pela universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia - M.G., em 1975. Obteve o título de Mestre em Ciências pela Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte - M.G., em 1981 e o Título de Doutor em Ciências pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), Campinas - S.P., em 1989. É professor da Universidade Federal de Uberlândia desde 1976. Atualmente é professor titular e faz parte do grupo de pesquisa em Eletrônica de Potência desta instituição. Suas áreas de interesse são estudo, projeto e controle de conversores estáticos funcionando em alta e baixa frequência, fontes de alimentações, etc.