

# UM CIRCUITO REGENERATIVO DE AJUDA À COMUTAÇÃO MAGNETICAMENTE ACOPLADO APLICADO A CONVERSORES BOOST

Paulo J. M. Menegáz  
pmello@zaz.com.br

José L. F. Vieira  
j.vieira@ele.ufes.br

Domingos S. L. Simonetti  
d.simonetti@ele.ufes.br

Universidade Federal do Espírito Santo  
Departamento de Engenharia Elétrica  
Caixa Postal: 01-9011 CEP: 29060-970 Vitória - Espírito Santo - Brasil  
Telefone: (55-27) 335-2699 Fax: (55-27) 335-2650

**Resumo** - Este artigo apresenta um circuito regenerativo de ajuda à comutação magneticamente acoplado aplicado a um conversor elevador (*boost*) operando no modo de condução contínua (MCC). Sua principal característica está na utilização de um indutor acoplado ao indutor principal do conversor para transferir a energia armazenada no capacitor do circuito de ajuda à comutação para a carga. Esta transferência de energia se dá de forma ressonante, fazendo com que a tensão sobre o capacitor seja nula ao final de cada período de comutação. Ao longo do artigo são apresentadas equações que descrevem o comportamento do conversor e do circuito de ajuda à comutação, bem como algumas equações de projeto. Ao final, são mostrados resultados experimentais que comprovam o elevado rendimento do conversor *boost* com o circuito de ajuda à comutação proposto.

**Abstract** - This paper presents a magnetically coupled regenerative turn-on and turn-off snubber configuration applied to a boost converter, which operates at continuous conduction mode (CCM). In addition to reducing the stresses in the switch, providing soft transitions in its turn-off voltage and turn-on current, it transfers the energy stored in the snubber capacitor to the load. This is achieved by using a coupled inductor mounted on the main inductor of the converter, which resets the capacitor voltage at each switching period. Design equations, as well as experimental results are presented, showing the high efficiency of the boost converter using the proposed snubber.

$i_{Lr}$  - corrente no indutor  $L_R$ .  
 $Z_{Roff}$  - impedância característica do circuito na saída de condução.  
 $Z_{Ron}$  - impedância característica do circuito na entrada em condução.  
 $Z_p$  - impedância parametrizada do circuito na saída de condução.  
 $R_o$  - resistência nominal de saída.  
 $P_o$  - potência nominal de saída.  
 $P_{per}$  - potência adicional percentual transferida à carga.  
 $\omega_{Roff}$  - frequência ressonante na saída de condução.  
 $\omega_{Ron}$  - frequência ressonante na entrada em condução.  
 $f_s$  - frequência de comutação.  
 $f_p$  - frequência parametrizada na saída de condução.  
 $t_R$  - tempo de descarga do capacitor na entrada em condução.  
 $n$  - relação de espiras do acoplamento.

## I. INTRODUÇÃO

O uso de altas frequências de comutação é indispensável quando se deseja obter conversores CC-CC com menor tamanho e volume. Isto, porém, reduz a confiabilidade e o rendimento do conversor, devido aos altos estresses e às perdas por comutação geradas nos elementos semicondutores. Alguns circuitos de ajuda à comutação (*snubbers*) podem ser empregados a fim de minimizar tais perdas. O *snubber* de *turn-on* nada mais é do que um pequeno indutor em série com o interruptor, que controla a taxa de crescimento da corrente durante sua entrada em condução. Já no *snubber* de *turn-off*, desvia-se a energia que seria dissipada no interruptor, durante seu bloqueio, para um capacitor em paralelo. Há várias maneiras de preparar o capacitor para o próximo ciclo de comutação, transferindo a energia armazenada no mesmo. A mais simples de todas elas é dissipar a energia sobre um resistor (*snubber* RC)[1]. Outra solução é transferi-la para a carga ou para a fonte de entrada através de um circuito auxiliar (*snubbers* regenerativos)[1-7]. Este artigo apresenta uma nova configuração de *snubber* regenerativo, onde a energia armazenada no capacitor do *snubber* é transferida para a carga sem o uso de outro circuito auxiliar, mas simplesmente através de um indutor acoplado ao indutor principal do conversor. Este *snubber* é aplicado a um conversor *boost* operando no modo de condução contínua (MCC). A operação no modo de condução descontínua (MCD) foi apresentada em [8].

## NOMECLATURA

$V_{in}$  - tensão nominal de entrada.  
 $V_o$  - tensão nominal de saída.  
 $v_{DS}$  - tensão sobre o interruptor.  
 $v_{Cs}$  - tensão sobre o capacitor.  
 $V_C$  - máxima tensão sobre o capacitor na saída de condução.  
 $m$  - ganho de tensão do conversor.  
 $M_{Vc}$  - ganho de tensão sobre o capacitor.  
 $I_{in}$  - corrente nominal de entrada.  
 $I_o$  - corrente nominal de saída.  
 $i_D$  - corrente no interruptor.  
 $i_{Cs}$  - corrente no capacitor.

## II. SNUBBER REGENERATIVO PROPOSTO

A Figura 1 mostra a estrutura proposta e a Figura 2, as formas de onda esperadas de tensão e corrente no interruptor. Durante a entrada em condução, o pequeno indutor em série com o interruptor ( $L_S$ ) produz uma transição suave da corrente no mesmo ("ZCS - Zero Current Switching"), além de reduzir as perdas por recuperação reversa do diodo de saída ( $D_o$ ). Durante a saída de condução, o capacitor em paralelo com o interruptor ( $C_S$ ) produz uma transição suave da sua tensão ("ZVS - Zero Voltage Switching"). Quando o interruptor entra novamente em condução, a energia armazenada no capacitor durante a saída de condução é transferida para a carga de forma ressonante, através do indutor acoplado ( $L_m$ ) e do diodo auxiliar ( $D_R$ ). O ideal é que a própria indutância de dispersão do acoplamento seja o indutor  $L_R$ , obtendo-se assim uma estrutura mais compacta.

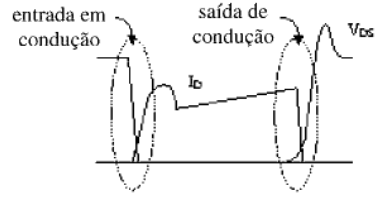


Figura 2 - Tensão e corrente no interruptor

## III. ANÁLISE DAS ETAPAS DE OPERAÇÃO

Durante a análise que se segue não foi considerada a capacitância de saída do interruptor ( $C_{OSS}$ ). Como seu valor é pequeno, comparado com a capacitância  $C_S$ , seus efeitos podem ser desprezados. Deve-se ter uma atenção especial nos casos em que o valor de  $C_S$  se aproxima do valor de  $C_{OSS}$ , como por exemplo, em altas frequências de comutação. Nestes casos, a capacitância de saída deve ser incluída na análise e no dimensionamento dos elementos do circuito.

### A. Bloqueio do interruptor

Inicialmente a tensão sobre o capacitor é nula. Durante a saída de condução, o capacitor é carregado com corrente constante, até sua tensão atingir o valor da tensão de saída. Neste instante, o diodo de saída começa a conduzir, ocorrendo a ressonância entre o capacitor  $C_S$  e o indutor  $L_S$ . O circuito ressonante de carga do capacitor é mostrado na Figura 3, no domínio-s. Nele, a tensão inicial sobre o capacitor é igual à própria tensão de saída.

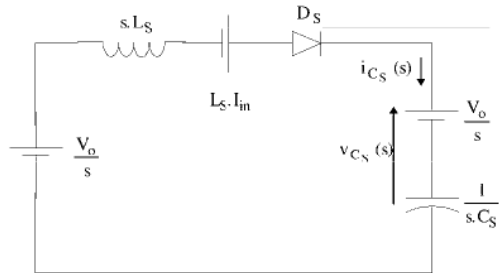


Figura 3 - Circuito ressonante de carga do capacitor

Analisando o circuito da Figura 3, pode-se obter a tensão e a corrente sobre o capacitor durante a ressonância:

$$v_{C_S}(t) = V_o + Z_{Roff} \cdot I_{in} \cdot \text{sen}(\omega_{Roff} \cdot t) \quad (1)$$

$$i_{C_S}(t) = I_{in} \cdot \text{cos}(\omega_{Roff} \cdot t) \quad (2)$$

onde:

$$Z_{Roff} = \sqrt{\frac{L_S}{C_S}} \quad (3)$$

$$\omega_{Roff} = \frac{1}{\sqrt{L_S \cdot C_S}} \quad (4)$$

Dependendo do valor da tensão sobre o capacitor, o diodo auxiliar  $D_R$  pode começar a conduzir. Caso isto aconteça poderão ocorrer duas etapas ressonantes adicionais. A análise destas duas etapas é complexa e os efeitos causados por elas são limitantes quanto à operação da estrutura (maiores sobretensões no interruptor, limitações de razão cíclica, etc.)[9]. Para evitar a condução do diodo auxiliar  $D_R$ , deve-se limitar a máxima tensão sobre o capacitor ( $V_C$ ) de tal forma que:

$$V_C \leq V_o + n \cdot (V_o - V_{in}) \quad (5)$$

onde:

$$V_C = V_o + Z_{Roff} \cdot I_{in} \quad (6)$$

### B. Entrada em condução do interruptor

Durante a entrada em condução, ocorrerá a descarga do capacitor  $C_S$  através do indutor  $L_R$  e do diodo  $D_R$ . O circuito ressonante de descarga do capacitor é mostrado na Figura 4, no domínio-s. Neste circuito, a tensão inicial sobre o capacitor  $C_S$  é igual ao valor final da mesma na etapa de saída de condução ( $V_C$ ).

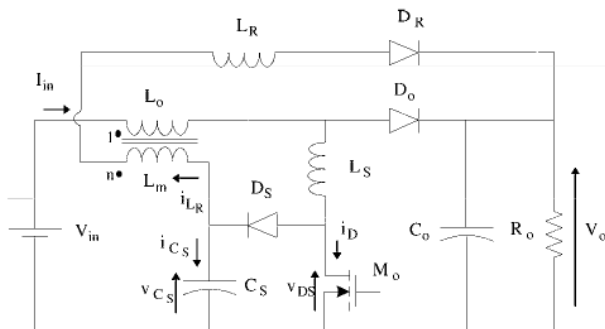


Figura 1 - Conversor boost com o snubber proposto

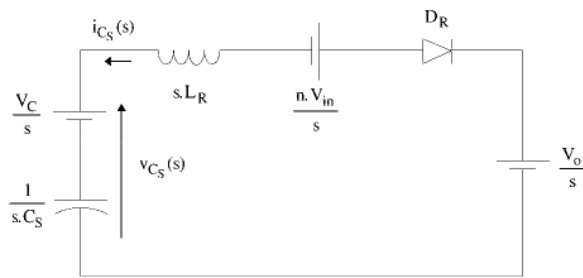


Figura 4 - Circuito ressonante de descarga do capacitor

Analisando o circuito da Figura 4, pode-se obter a tensão e a corrente no capacitor durante a ressonância:

$$v_{C_S}(t) = \Gamma + (V_C - \Gamma) \cos(\omega_{Ron} \cdot t) \quad (7)$$

$$i_{C_S}(t) = \frac{(V_C - \Gamma)}{Z_{Ron}} \cdot \text{sen}(\omega_{Ron} \cdot t) \quad (8)$$

onde:

$$\Gamma = V_o - n \cdot V_{in} \quad (9)$$

$$Z_{Ron} = \sqrt{\frac{L_R}{C_S}} \quad (10)$$

$$\omega_{Ron} = \frac{1}{\sqrt{L_R \cdot C_S}} \quad (11)$$

#### IV. EQUAÇÕES DE PROJETO

Deseja-se que o valor final da tensão e da corrente no capacitor durante a entrada em condução sejam nulos. Assim sendo, através da equação (7), pode-se obter a relação de espiras do indutor acoplado, que é dada por:

$$n = \frac{2 \cdot V_o - V_C}{2 \cdot V_{in}} \quad (12)$$

O valor esperado do indutor ressonante auxiliar é escolhido a partir do tempo desejado de descarga do capacitor  $C_S$ . Ele é obtido fazendo-se  $\omega_{Ron} \cdot t_R = \pi$ . Desta forma:

$$L_R = \frac{t_R^2}{\pi^2 \cdot C_S} \quad (13)$$

É importante observar que, na prática, o indutor  $L_R$  será a própria dispersão do indutor acoplado.

O valor da indutância do *snubber* de *turn-on* é escolhido a fim de reduzir as perdas por recuperação reversa do diodo de saída. Isto é feito limitando o  $(di/dt)_{on}$  do interruptor da seguinte forma:

$$L_S = \frac{V_o}{(di/dt)_{on}} \quad (14)$$

O valor da capacitância  $C_S$  deve ser escolhido de tal forma que satisfaça a equação (5), evitando assim, a condução do

diodo auxiliar  $D_R$ . Além disso deve-se controlar o percentual de potência transferido à carga através do circuito de ajuda à comutação, como será visto posteriormente.

Definindo-se:

- ganho de tensão do conversor

$$m = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (15)$$

- ganho de tensão sobre o capacitor

$$M_{V_C} = \frac{V_C}{V_o} \quad (16)$$

- impedância parametrizada do circuito na saída de condução

$$Z_P = \frac{Z_{Roff}}{R_o} \quad (17)$$

- potência adicional percentual transferida à carga

$$P_{per} = \frac{100 \cdot C_S \cdot V_C^2 \cdot f_S}{2 \cdot P_o} \quad (18)$$

- frequência parametrizada

$$f_P = \frac{\omega_{Roff}}{2 \cdot \pi \cdot f_S} \quad (19)$$

pode-se escrever as equações:

$$M_{V_C} = 1 + m \cdot Z_P \quad (20)$$

$$M_{V_C} = \sqrt{\frac{4 \cdot \pi \cdot Z_P \cdot f_P \cdot P_{per}}{100}} \quad (21)$$

O limite estabelecido pela equação (5) pode ser definido como:

$$M_{V_C} \leq \frac{2 \cdot m}{m + 1} \quad (22)$$

O valor de  $M_{V_C}$  define a sobretensão à qual está submetido o interruptor. O uso de valores superiores ao da equação (22) implica em etapas ressonantes adicionais e outros limites operacionais impostos ao conversor [9]. Do ponto de vista do interruptor, o ideal é que esta sobretensão seja a menor possível ( $M_{V_C}$  aproximadamente igual a 1). Entretanto, como pode-se concluir a partir da equação (20), trabalhar com valores de  $M_{V_C}$  próximos de 1 resulta em um valor de  $Z_P$  muito pequeno. Isto pode ser conseguido de duas formas:

- com um valor de  $L_S$  muito pequeno, o que aumenta as perdas por recuperação reversa do diodo de saída;
- com um valor de  $C_S$  muito grande, o que aumenta muito os tempos de ressonância, comprometendo o funcionamento do conversor (tempo de condução próximo do tempo de ressonância).

Desta forma, a escolha do valor de  $M_{Vc}$  deve ser um compromisso entre as perdas na entrada em condução, dos tempos de ressonância e dos estresses aos quais o interruptor é submetido.

O valor de  $P_{per}$  não deve ser elevado, a fim de manter as características PWM do conversor. Por outro lado, valores de  $P_{per}$  muito pequenos resultam em valores de  $C_S$  também pequenos. Isto provoca maiores sobretensões no interruptor ( $Z_{Roff}$  grande), além de reduzir a ação do *snubber* durante a saída de condução (subida rápida da tensão no interruptor).

A Figura 5 mostra dois ábacos de projeto montados a partir das equações (20), (21) e (22). Eles permitem dimensionar facilmente os componentes do *snubber*, satisfazendo às exigências de não condução do diodo  $D_R$  e de potência adicional transferida à carga. Para utilizá-los basta seguir a seqüência de passos descrita abaixo:

- conhecido o ganho de tensão do conversor ( $m$ ), arbitra-se um valor desejado de ganho de tensão sobre o capacitor ( $M_{Vc}$ ). Com isto, obtém-se um valor de impedância parametrizada na saída de condução através do ábaco mostrado na Figura 5.a (deve-se trabalhar sempre abaixo da curva tracejada, que representa o limite dado pela equação (22));
- com os valores de  $M_{Vc}$  e  $Z_P$  obtém-se o produto  $f_p \cdot P_{per}$  através do ábaco mostrado na Figura 5.b;
- escolhido um valor de  $P_{per}$  calcula-se  $f_p$ ;
- calcula-se os valores de  $L_S$  e  $C_S$  através das equações (17) e (19);
- o valor de  $n$  é obtido através da equação (12);
- através da equação (13) obtém-se o valor de  $(di/dt)_{on}$ . Se ele resultar em altas perdas devido à recuperação reversa de  $D_o$ , deve-se arbitrar um novo valor de  $M_{Vc}$  maior e repetir o procedimento.

## V. EXEMPLO DE PROJETO

A Tabela I mostra as especificações de projeto para um conversor *boost* utilizando o *snubber* proposto.

O ganho de tensão do conversor é:

$$m = 4,2 \quad (23)$$

Arbitrando  $M_{Vc} = 1,42$ , obtém-se através do ábaco da Figura 5.a um valor de impedância parametrizada na saída de condução:

$$Z_P = 0,1 \quad (24)$$

Com os valores de  $M_{Vc}$  e  $Z_P$ , obtém-se através do ábaco mostrado na Figura 5.b:

$$f_p \cdot P_{per} = 160 \quad (25)$$

Adotando um valor de  $P_{per} = 10\%$  obtém-se:

$$f_p = 16 \quad (26)$$

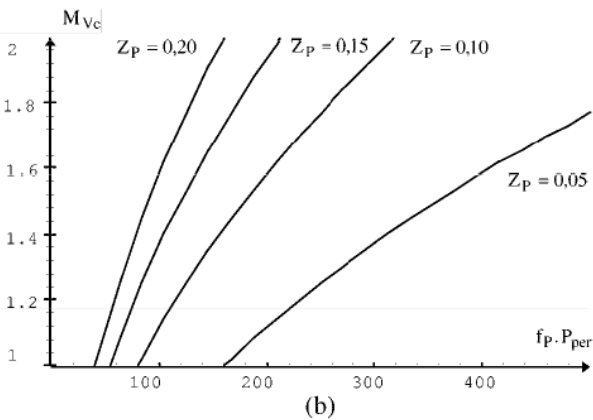
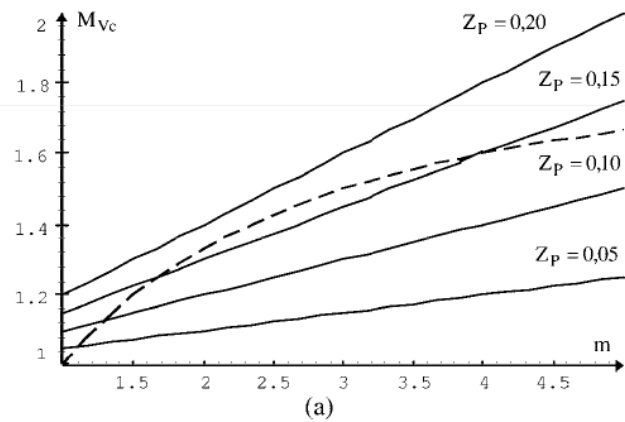


Figura 5 – Ábacos de Projeto (a)  $M_{Vc} \times m$  e (b)  $M_{Vc} \times f_p \cdot P_{per}$

Através das equações (17) e (19) obtém-se:

$$L_S = 4 \mu H \quad (27)$$

$$C_S = 10 nF \quad (28)$$

A relação de espiras do indutor auxiliar  $L_m$  é:

$$n = 1,21 \quad (29)$$

## VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Foi montado um protótipo com o circuito proposto, a fim de comprovar seu funcionamento. Procurou-se atender às especificações de conversor *boost* mostradas na Tabela I. Os valores de indutância e capacitância utilizados foram os obtidos no exemplo de projeto descrito anteriormente.

A Tabela II mostra as características de todos os elementos que compõem o protótipo montado.

A Figura 6 mostra as formas de onda de tensão e corrente para o interruptor. Pode-se observar que as perdas por comutação são bem pequenas. A Figura 7 mostra a tensão sobre o capacitor  $C_S$  e a corrente no indutor  $L_R$ , onde pode ser observada a descarga ressonante deste capacitor.

A Figura 8 mostra o rendimento do conversor, o qual é comparado com o de dois conversores com *snubber* RC: um convencional e outro mantendo  $L_S$  no circuito. Verifica-se que o circuito de ajuda à comutação proposto apresenta um rendimento bem melhor.

**TABELA I**  
**Especificações de Projeto**

Grandezas	Valor
Tensão de Entrada	48 V
Tensão de Saída	200 V
Potência de Saída	200W
Potência adicional percentual	10 %
Frequência de comutação	50 kHz

**TABELA II**  
**Componentes do protótipo**

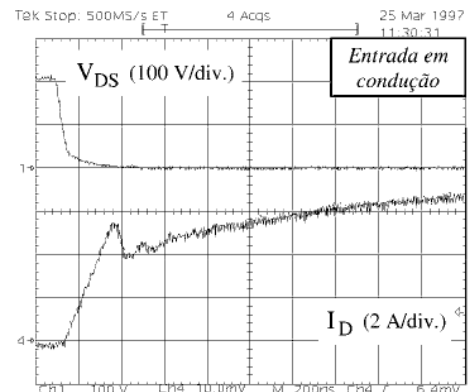
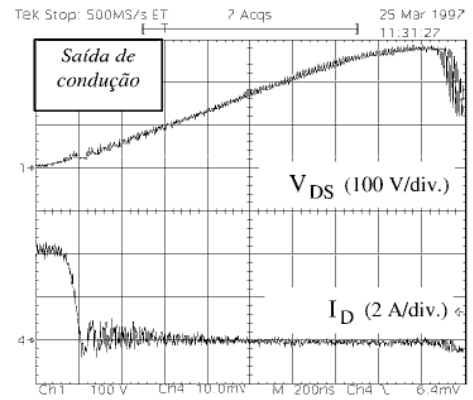
Componente	Valor/Modelo
Indutor principal ( $L_o$ )	870 $\mu$ H
Indutor auxiliar ( $L_m$ )	1,2 mH
Indutor de entrada em condução ( $L_s$ )	4 $\mu$ H
Capacitor de saída ( $C_o$ )	22 $\mu$ F
Capacitor de saída de condução ( $C_s$ )	10 nF
Interruptor (MOSFET)	IRFP360
Diodo de saída ( $D_o$ )	MUR850
Diodo de saída de condução ( $D_s$ )	MUR850
Diodo auxiliar ( $D_R$ )	MUR850

## VII. CONCLUSÃO

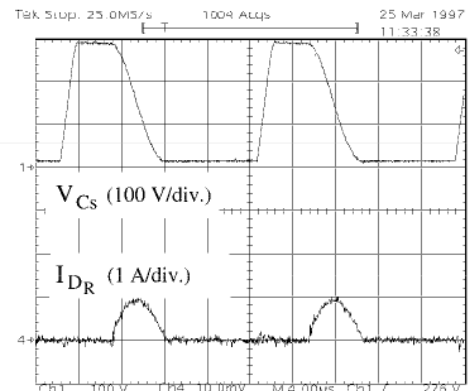
Um novo circuito de ajuda à comutação tanto para bloqueio quanto para entrada em condução do interruptor, aplicado a um conversor *boost* no MCC foi apresentado neste artigo. As equações de projeto foram obtidas através da análise dos circuitos equivalentes das etapas de operação. Sua principal característica é o reaproveitamento da energia que seria perdida na comutação, pelo uso de um indutor acoplado ao indutor principal. A nova estrutura utiliza apenas dois núcleos magnéticos: o núcleo principal do conversor (no qual o indutor acoplado é montado), e um pequeno núcleo para limitar o  $di/dt$  durante a entrada em condução do interruptor. A introdução deste indutor sério aumenta as perdas magnéticas se comparadas às da estrutura convencional do conversor (sem *snubber*). Entretanto, por se tratar de um indutor pequeno em relação ao indutor principal do conversor, estas perdas podem ser desprezadas.

A nova estrutura apresenta algumas vantagens em relação aos mais recentes *snubbers* regenerativos, como por exemplo: não possui limitações quanto ao valor do ganho do conversor, possui uma estrutura mais simples que utiliza um número reduzido de componentes adicionais (tais como diodos, indutores e capacitores)[10]. Em especial, o indutor regenerativo da nova estrutura utiliza o próprio núcleo do indutor *boost* do conversor. O ponto negativo é que existirá alguma limitação da frequência em função da razão cíclica de operação do conversor e da capacitância intrínseca do interruptor.

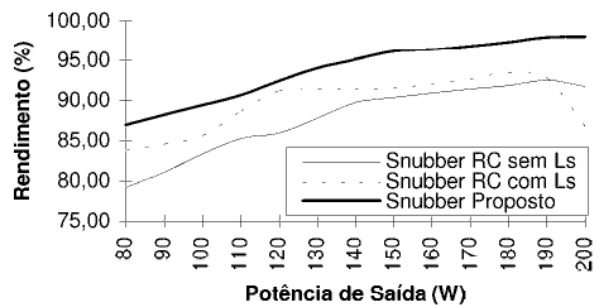
Resultados experimentais e comparativos com uma implementação dissipativa mostraram que a estrutura proposta permite obter melhores rendimentos.



**Figura 6 - Tensão e corrente no interruptor (Esc. Horiz. - 250 ns/div)**



**Figura 7 - Tensão  $V_{Cs}$  e corrente  $I_{DR}$  (Esc. Horiz. - 5  $\mu$ s/div)**



**Figura 8 - Rendimento do conversor**

- [1] B. W. Williams; "Power Electronics - Devices, drivers, Applications and Passive Components", *The Macmillan Press LTD*, 1992, 2<sup>nd</sup> Edition.
- [2] J. C. Bendien, H. V. der Broeck and G. Fregien; "Recovery Circuit for Snubber Energy in Power Electronic Applications with High Switching Frequencies", *IEEE Trans. Electron. proceedings*, vol. 3, n<sup>o</sup> 1, pp.26-30, 1988.
- [3] L. R. Barbosa, J. B. Vieira Jr., L. C. de Freitas and V. J. Farias; "A Family of PWM Soft-Single Switched Converters with Low Voltage and Current Stresses", *IEEE PESC proceedings*, pp. 1192-1197, 1997.
- [4] Ph. Tood; "Snubbers Circuits: Theory, Design and Application", *Unitrode Corporation*, pp. 2.1-2.17, 1993.
- [5] G. Ivensky, D. Sidi, S. Ben-Yaakov; "A Soft Switched Optimized for IGBTs in PWM Topologies", *APEC proceedings*, pp. 900-906, 1995.
- [6] I. D. Jitaru; "Soft-Transitions Power Factor Correction Circuit", *HFPC proceedings*, pp. 202-208, 1993.
- [7] K. M. Smith Jr., K. M. Smedley; "Properties and Synthesis of Passive, Lossless Soft-Switching PWM Converters", *Proceedings of the 1<sup>st</sup> International Congress in Israel on Energy Power & Motion Control*, pp. 112-119, 1997.
- [8] D. Simonetti, F. Libano, V. Canalli, J. Sebastián and J. Uceda; "A Magnetically Coupled Regenerative Turn-off Snubber", *EPE proceedings*, pp. 1101-1105, 1995.
- [9] P.J.M. Menegáz, "Novas estruturas de snubber regenerativo aplicadas a conversores boost utilizando acoplamento magnético", *Dissertação de Mestrado*, PPGEE-UFES, 1997.
- [10] S. Ben-Yaakov, G. Ivensky, "Passive Lossless Snubbers for High Frequency PWM Converters", *IEEE PESC Tutorial*, 1997.

**Paulo José Mello Menegáz**, nasceu em Vitória - Espírito Santo, em 03 de junho de 1973. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória - ES, em 1995; onde também obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica em 1997. Atualmente é aluno do curso de doutorado na mesma Universidade. Suas áreas de interesse compreendem análise e desenvolvimento de conversores estáticos de alto rendimento e conversores para correção de fator de potência.

**José Luiz de Freitas Vieira**, nasceu em Muqui - Espírito Santo, em 30 de dezembro de 1958. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória - ES, em 1981. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela COPPE/Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro - RJ, em 1986 e o título de Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, em 1993. Atualmente é professor titular do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Espírito Santo, onde atua desde 1982. Além disso, é o chefe do Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico onde desenvolve as atividades de pesquisa e orienta trabalhos de graduação, pós-graduação. Sua área de interesse compreende o desenvolvimento de conversores estáticos de alto desempenho, conversores para correção de fator de potência e sistemas eletrônicos de iluminação. É membro do SOBRAEP, SBA e IEEE.

**Domingos Sávio Lyrio Simonetti**, nasceu em Vitória - Espírito Santo, em 1961. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória - Espírito Santo, em 1984. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - Santa Catarina, em 1987 e o título de Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Politécnica de Madrid, Espanha, em 1995. Atualmente é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Espírito Santo, onde atua desde 1984. Suas áreas de interesse compreendem retificadores com alto fator de potência, filtros ativos e qualidade de energia, conversores com baixas perdas, e acionamento de máquinas elétricas.