

ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO ZVS-PWM APLICADA AO CONVERSOR DC-AC

Falcondes J. M. Seixas^{*}, Denizar C. Martins^{**} e Ivo Barbi^{**}

* Universidade Estadual Paulista
UNESP-FEIS-DEE Caixa Postal 31
Tel / Fax : (018) 762-2125 -
E-mail : falcon@isldee.uesp.ansp.br
CEP 15385-000 - Ilha Solteira (SP) - Brasil

** Universidade Federal de Santa Catarina
CTC - DEE - LAMEP Caixa Postal 476
Tel:(0482)31 9204 - FAX (055)482-319770
Telex:0482-240 UFSC-BR ; CEP 88010-970
Florianópolis (SC) - Brasil

Resumo: O objetivo deste trabalho é apresentar a análise e o projeto de um conversor DC-AC usando uma Célula de Comutação ZVS (Zero Voltage Switched). Inicialmente é analisada a aplicação da célula no conversor buck e apresentadas as etapas de operação e as principais equações de tensão e corrente nos elementos ressonantes. Em seguida, o conversor é adaptado para operação no modo regenerativo e uma ponte inversora operando em 60Hz é conectada na saída do conversor DC-DC, de alta frequência. Os resultados de simulação mostram a comutação ZVS e a ausência de qualquer sobretensão ou sobrecorrente nas chaves, com modulação por largura de pulso (PWM) de frequência constante. Um exemplo de projeto e os resultados experimentais são apresentados para um protótipo de 275V, 1KW e 40KHz.

Abstract: This work presents the design and procedure of a DC-to-AC converter using a ZVS (Zero Voltage Switched) Commutation Cell. Firstly, we show the cell applied to buck converter. The stages of operation and the main current and voltage equations of the resonant devices are presented. Next, we adapt the converter to the regenerative operation mode. Hence, the full bridge converter at low frequency operation is connected on the DC-to-DC stage (at high frequency) output ends. Commutation of zero voltage for all switches, Pulse Width Modulation (PWM) at constant frequency and neither overvoltage nor additional current stress are observed by digital simulation. The design example and experimental results obtained by prototype rated at 275V, 1KW and 40KHz are also presented.

I. INTRODUÇÃO

Diversos equipamentos de elevados graus de complexidade e importância necessitam, de modo ininterrupto, de uma alimentação senoidal pura (com baixo conteúdo harmônico) de tensão ou corrente.

Portanto, torna-se indispensável a utilização de sistemas de alimentação senoidal confiáveis e sem a interferência de fatores externos.

Os conversores estáticos DC-AC, ou simplesmente inversores, permitem a alimentação de sistemas complexos,

proporcionando baixa taxa de distorção harmônica, alto rendimento, resposta dinâmica rápida e custo competitivo.

Até meados da década de 80, o inversor de fonte de corrente com comutação autosequencial (ASCI) a tiristor, era largamente usado para potências de até 1MW.

No final da década, com o avanço da eletrônica de potência, estes conversores já estavam sendo quase completamente substituídos por inversores de fonte de tensão (VSI) a GTO ou transistores de potência, para modulação PWM e potência até 500KW [05].

Um grande problema encontrado nos conversores estáticos em geral, são as perdas em comutação. Estas perdas ocorrem devido a não idealidade dos semicondutores de potência, fazendo com que seja dissipada energia durante o bloqueio e a entrada em condução de um semicondutor.

Uma técnica de comutação não dissipativa aplicada a inversores é o Link DC ressonante [06]. Este circuito apresenta como vantagem a não obtenção de uma modulação PWM verdadeira e sim uma modulação PWM integral (IPWM), além de apresentar sobretensões excessivas nos semicondutores.

Para resolver estes problemas, é proposto um circuito com interrupção do ciclo ressonante para se obter um PWM verdadeiro, e a utilização de capacitores chaveados que reduzem as sobretensões nos semicondutores [07].

A classe dos conversores quase-ressonantes (QRC-PWM) modulados por largura de pulso apresentam sobretensões no grupo ZVS e sobrecorrentes no grupo ZCS, em comparação ao conversor PWM convencional de comutação dissipativa [08,09,10].

A origem da célula de comutação ZVS e suas aplicações em conversores DC-DC não isolados, publicados recentemente, são as bases do desenvolvimento deste trabalho [01,02,03,04]. A célula proporciona aos interruptores comutação ZVS, livre de qualquer sobretensão ou sobrecorrente e utiliza o PWM convencional. Além disso, o circuito de comando das chaves é bastante simples comparado à outra técnica publicada [11].

A figura 1 mostra o circuito de potência do conversor buck com a célula de comutação ZVS.

O circuito completo de potência da topologia proposta, regenerativo, é obtido substituindo a fonte de corrente por uma ponte inversora, como mostra a figura 2.

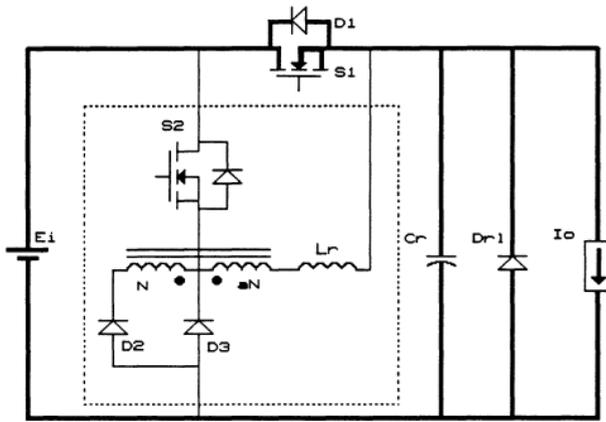


Figura 1 - Célula de comutação ZVS aplicada ao conversor buck

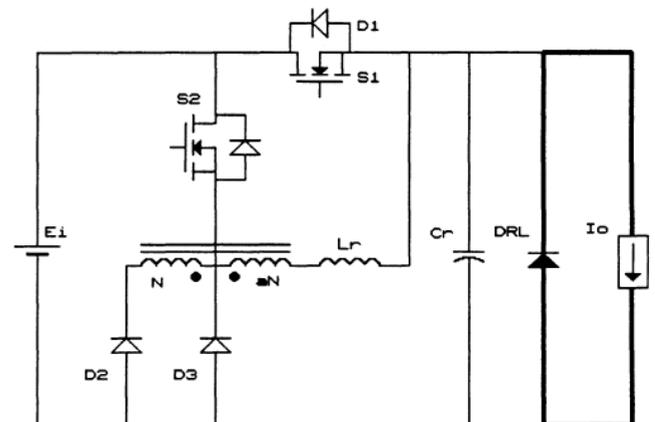


Figura 3.a - 1ª etapa (t₀, t₁)

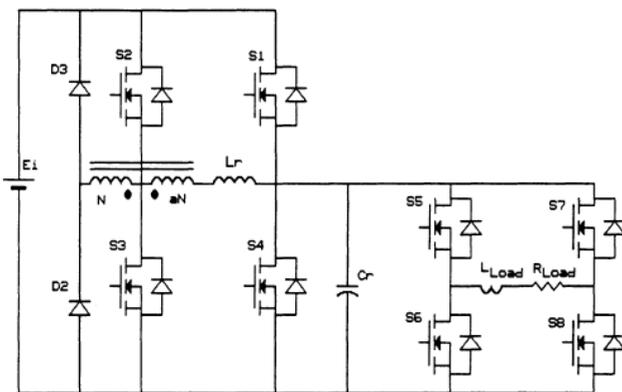


Figura 2 - Conversor proposto

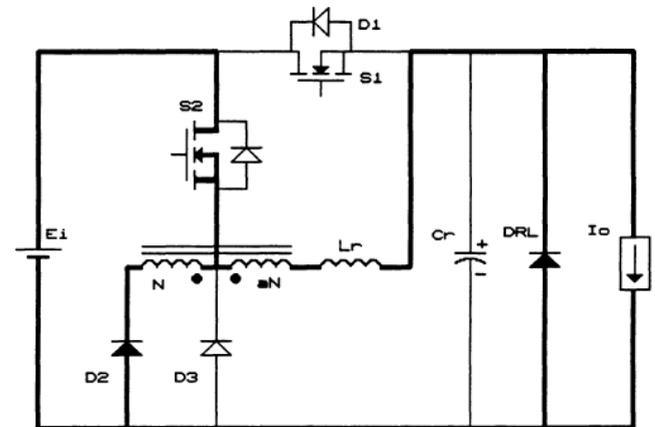


Figura 3.b - 2ª etapa (t₁, t₂)

II. ANÁLISE DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO

Considerando a simetria da estrutura apresentada, as etapas de operação são obtidas para apenas um sentido da corrente de carga. Assim, a análise é feita para o conversor buck com a célula ZVS, como mostram as figuras 3.a a 3.h.

Para esta análise, as seguintes simplificações são adotadas.

- Todos os semicondutores são ideais;
- A fonte de tensão é constante e livre de oscilações;
- A corrente de magnetização do autotransformador é desprezada.

Para facilitar a análise do conversor, as equações de tensão e corrente são normalizadas da seguinte forma:

$$\bar{i} = i \cdot \frac{\alpha}{I_o} ; \quad \bar{v} = v \cdot \frac{1}{E_i} \quad (1)$$

$\frac{\alpha}{I_o}$ e $\frac{1}{E_i}$ são os fatores de normalização.

$$\alpha = \frac{I_o}{E_i} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2)$$

$$\frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} = \omega_o \quad (3)$$

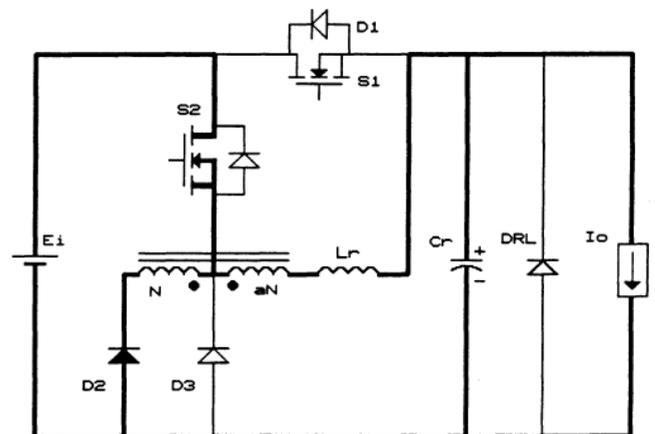


Figura 3.c - 3ª etapa (t₂, t₃)

1ª etapa (t₀, t₁). Durante este intervalo de tempo, o diodo de roda livre conduz a corrente de carga I_o. Todos os outros semicondutores encontram-se bloqueados.

$$\bar{i}_{DRL} = \alpha \quad (4)$$

2ª etapa (t₁, t₂). A chave S₂ é colocada em condução no instante t=t₁. A corrente no indutor ressonante i_{Lr} cresce linearmente e, devido a polaridade do autotransformador, o diodo D₂ também entra em condução.

A corrente no diodo de roda livre decresce linearmente na mesma proporção do crescimento de i_{Lr} . As correntes i_{Lr} e i_{DRL} são representadas pelas expressões (5) e (6), respectivamente.

$$\overline{i_{Lr}} = (1-a) \cdot \omega_0 \cdot t \quad (5)$$

$$\overline{i_{DRL}} = \alpha \cdot \overline{i_{Lr}} \quad (6)$$

$$\Delta t_2 = \frac{\alpha}{(1-a) \cdot \omega_0} \quad (7)$$

$a = N_p/N_s$ é a relação de espiras do autotransformador.

3ª etapa (t_2, t_3). No instante $t=t_2$, o diodo de roda livre bloqueia sob tensão nula e inicia-se a etapa ressonante. A corrente i_{Lr} evolui senoidalmente e a diferença de correntes $i_{Lr} - I_o$ carrega o capacitor ressonante C_r também senoidalmente. As variáveis de estado mudam segundo as expressões (8) e (9).

$$\overline{i_{Lr}} = \alpha + (1-a) \cdot \text{sen}(\omega_0 t) \quad (8)$$

$$\overline{v_{Cr}} = (1-a) \cdot (1 - \cos(\omega_0 t)) \quad (9)$$

$$\Delta t_3 = \frac{\beta}{\omega_0} \quad (10)$$

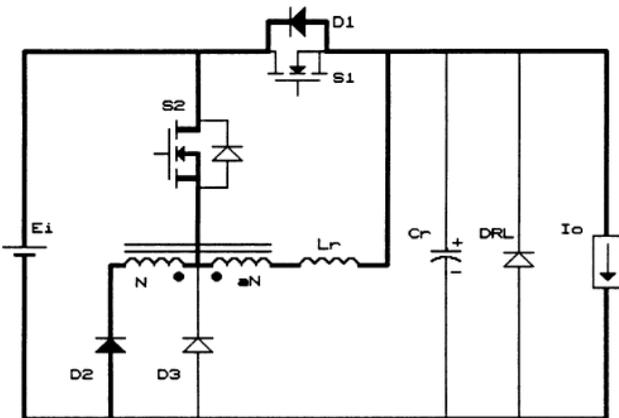


Figura 3.d - 4ª etapa (t_3, t_4)

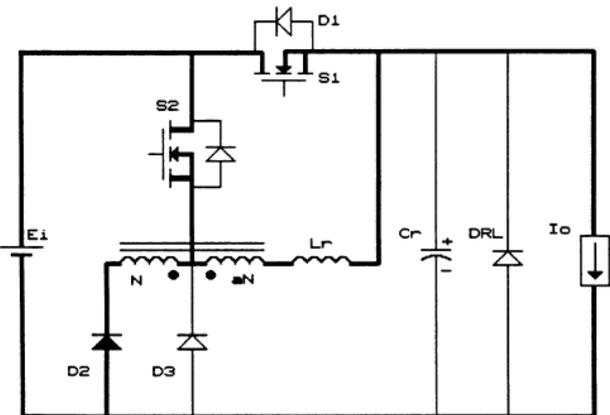


Figura 3.e - 5ª etapa (t_4, t_5)

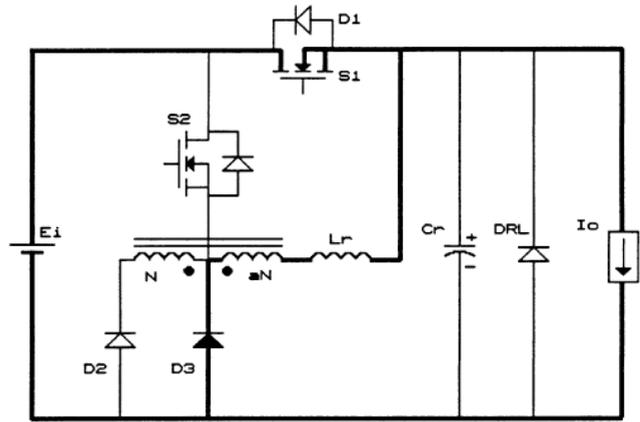


Figura 3.f - 6ª etapa (t_5, t_6)

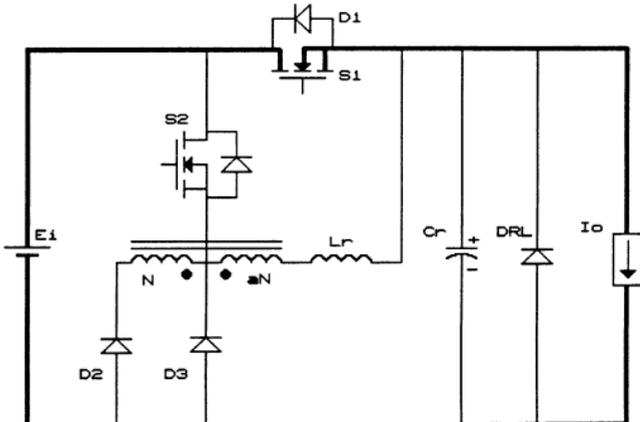


Figura 3.g - 7ª etapa (t_6, t_7)

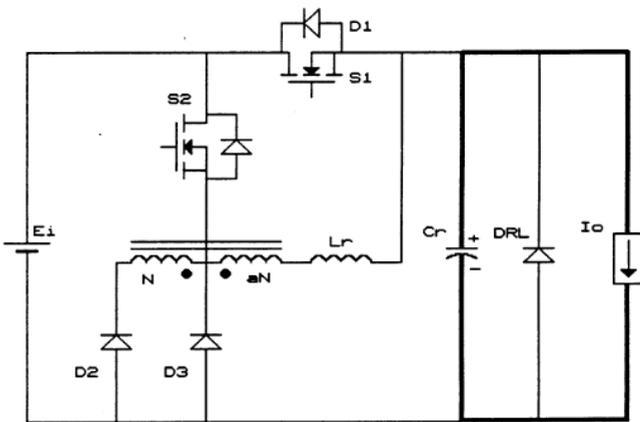


Figura 3.h - 8ª etapa (t_7, t_8)

$$\beta = \cos^{-1}\left(-\frac{a}{1-a}\right) \quad (11)$$

4ª etapa (t_3, t_4). No instante t_3 a tensão sobre o capacitor ressonante é igual a tensão de entrada E_i . O diodo D_1 entra em condução mantendo a tensão sobre o capacitor constante e a corrente no indutor decresce linearmente. Neste caso, a chave S_1 é colocada em condução sob tensão nula. O Diodo D_1 bloqueia quando a corrente no indutor ressonante é igual a I_o .

$$\overline{i_{Lr}} = \alpha + (1-a) \cdot \text{sen}\beta - a \cdot \omega_0 t \quad (12)$$

$$\overline{v_{Cr}} = 1 \quad (13)$$

$$\Delta t_4 = \frac{1-a}{a \cdot \omega_0} \cdot \text{sen}\beta \quad (14)$$

5ª etapa (t_4 , t_5). No instante $t=t_4$, a corrente no indutor ressonante é igual a I_0 . A partir daí, a corrente na chave S_1 cresce linearmente na mesma proporção do decrescimento de i_{Lr} , até que toda a corrente de carga seja assumida por S_1 .

$$\overline{i_{Lr}} = \alpha - a \cdot \omega_0 t \quad (15)$$

$$\overline{i_{S1}} = \alpha - \overline{i_{Lr}} \quad (16)$$

$$\Delta t_5 = \frac{\alpha}{a \cdot \omega_0} \quad (17)$$

6ª etapa (t_5 , t_6). No instante $t=t_5$, a corrente no indutor ressonante é reduzida para o valor da corrente de magnetização do autotransformador, e a chave principal conduz a corrente total da carga.

Neste caso, a chave auxiliar S_2 é bloqueada provocando também o bloqueio de D_2 e o autotransformador se desmagnetiza através do enrolamento primário e do diodo D_3 .

7ª etapa (t_6 , t_7). Durante o intervalo de tempo $t_7 - t_6$, a chave S_1 conduz a corrente de carga e os demais semicondutores encontram-se bloqueados.

$$\overline{i_{S1}} = \alpha \quad (18)$$

8ª etapa (t_7 , t_0). A chave S_1 é bloqueada sob tensão nula no instante $t=t_7$ e o capacitor ressonante se descarrega linearmente através da carga (na estrutura bidirecional, a chave S_3 descarrega o capacitor no caso de carga nula). Quando a tensão do capacitor chega a zero, o diodo de roda livre assume a corrente de carga, dando início novamente à primeira etapa.

$$\overline{v_{Cr}} = 1 - \alpha \cdot \omega_0 t \quad (19)$$

A ponte inversora, formada por S_5 a S_8 tem como função transferir a tensão do elo DC para a carga de forma alternada. Para isso, as chaves são comandadas em diagonal, ou seja, S_5 e S_8 conduzem durante um semi-ciclo e S_6 e S_7 durante o outro.

As comutações das chaves da ponte sempre são feitas quando a tensão no elo DC é nula. Portanto, é uma comutação do tipo ZVS e não há necessidade de geração de tempo morto entre as comutações.

Observando a simetria do circuito pode-se concluir que S_2 auxilia o disparo de S_1 quando o fluxo de potência da fonte E_i para a carga é positivo e, para o fluxo de potência negativo, S_3 auxilia o disparo de S_4 .

Cada conjunto (S_1 S_2) e (S_4 S_3) é comandado simultaneamente por um único circuito que produz pulsos complementares para cada par. As chaves principais S_1 e S_4 são implementadas como tiristor dual, ou seja, só entram em condução sob tensão nula. Esta técnica simplifica muito o circuito de comando.

É importante deixar claro que S_4 é colocado no circuito para facilitar a análise e manter a simetria do circuito. Porém, é fácil observar que o comando simultâneo de S_5 e S_6 produz o mesmo efeito do comando de S_4 . Neste caso, S_5 e S_6 passam a operar na frequência de chaveamento da célula, tornando o circuito de comando um pouco mais complexo.

A fim de reduzir significativamente o conteúdo harmônico de tensão ou corrente da saída do conversor DC-AC, utiliza-se a modulação senoidal. Para a estrutura em estudo em que a tensão no elo DC é sempre positiva ou nula, a modulação empregada é a modulação PWM senoidal [12].

III. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O circuito utilizado para simulação é o mostrado na figura 2.

O objetivo principal desta simulação é verificar o comportamento da estrutura DC regenerativa frente ao inversor comprovando a comutação ZVS das chaves principais e da ponte e a ausência de qualquer sobretensão ou sobre corrente nos semicondutores.

Devido às limitações dos programas de simulação e desenho, o número de pulsos por período da corrente de saída ficou limitado a valores próximos da capacidade dos programas [13].

As figuras 4 e 5 mostram as principais formas de onda obtidas utilizando a modulação PWM senoidal.

As formas de onda de tensão e corrente na saída do conversor são apresentadas nas figuras 6 e 7 para um total de 40 e 168 pulsos por período, que representam frequências de chaveamento de 2.4 e 10kHz, respectivamente.

IV. PROCEDIMENTO PARA PROJETO

Em cada etapa de operação da célula a corrente de carga assume um valor e esta variação, devido ao grande número de pulsos da modulação pode ser considerada senoidal.

Os componentes da célula operam durante uma fração muito pequena do período de funcionamento. Com isso, os semicondutores são projetados basicamente pelos valores máximos de tensão e corrente a que estão submetidos.

1) *Frequência de chaveamento* - A partir de um programa que determina a largura de todos os pulsos da modulação e gera um arquivo de pontos para o programa de simulação, foi possível obter as larguras dos menores pulsos para diversas frequências de chaveamento [03].

Considerando que exista um atraso no tempo de bloqueio e disparo das chaves utilizadas, o tempo total de atuação da célula não pode ser inferior a 500ns, pelo menos com os atuais componentes utilizados e com os parâmetros já escolhidos.

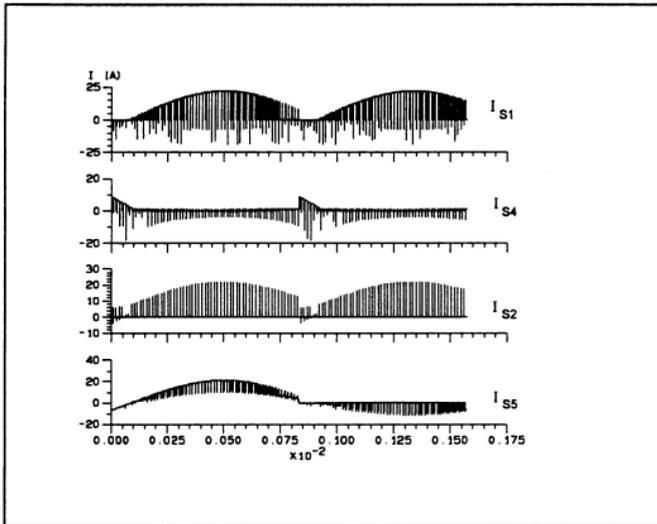


Figura 4 - Correntes nas chaves

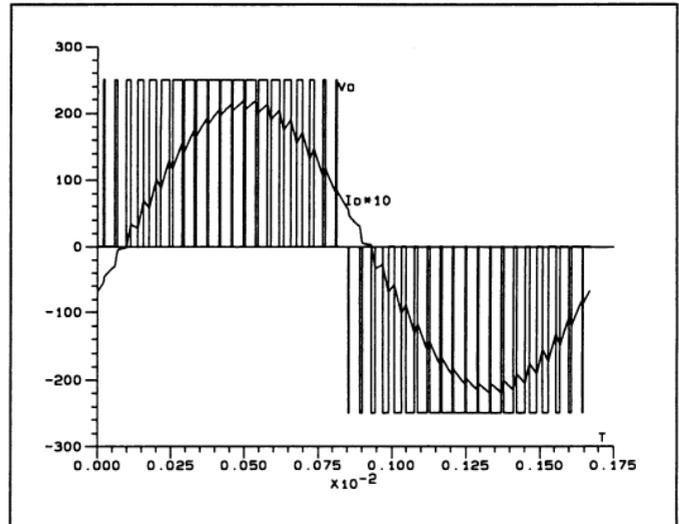


Figura 6 - Modulação com 40 pulsos por período

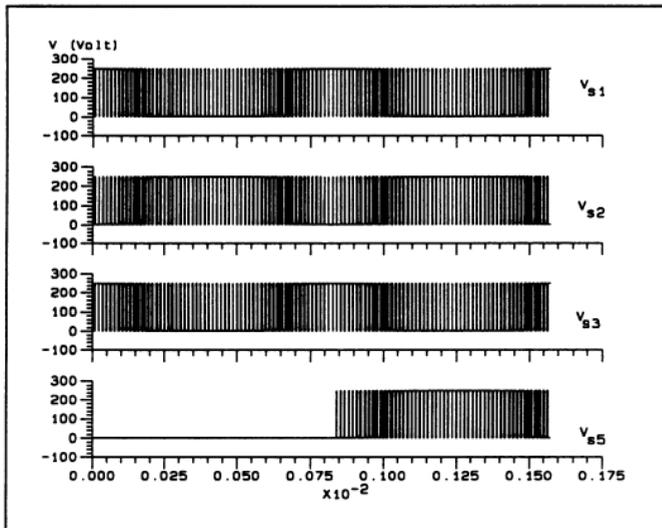


Figura 5 - Tensões nas chaves

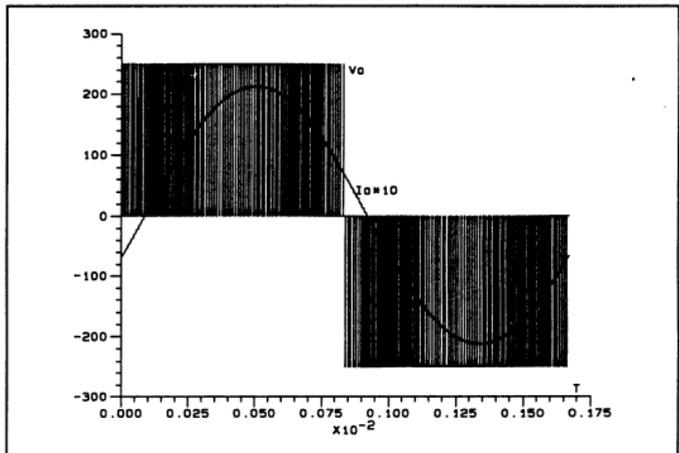


Figura 7 - Modulação com 168 pulsos por período

Confrontando-se os dados obtidos para o menor pulso e o tempo mínimo de atraso da célula, obtém-se a possibilidade de operar numa frequência de chaveamento de 40KHz.

2) *Relação de espiras* - O tempo de condução de cada etapa de operação da célula depende da relação de espiras do autotransformador. Assim, o tempo que a chave principal fica sob tensão nula (condução do diodo intrínseco) corresponde à duração da quarta etapa. Este tempo deve ser suficiente para garantir a entrada em condução da chave principal sob tensão nula. O tempo total de operação da célula ZVS (etapas 2ª a 5ª) deve ser o menor possível para não interferir no menor pulso da modulação utilizada [03].

Para garantir a comutação suave da chave principal e por conveniência de projeto, o valor da relação de espiras escolhido é de 1:3.

3) *Parâmetro α* - Este parâmetro depende dos elementos ressonantes, da corrente de carga e da tensão de entrada. Ele é obtido através da equação que limita o valor de pico da corrente nas chaves auxiliares [03].

$$\alpha = \frac{(1-a)^2}{k_a - (1-a)} ; k_a = \frac{I_{S2}}{I_o}$$

4) *Frequência de ressonância* - A frequência de ressonância é obtida a partir da equação (20) [03].

$$\Delta t \cdot f_s = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left(\frac{\alpha}{1-a} + \beta + \frac{b+\alpha}{a} \right) \quad (20)$$

sendo: $\beta = \cos^{-1}\left(-\frac{a}{1-a}\right)$; $b = (1-a) \cdot \text{sen}\beta$

e Δt é o tempo de operação da célula de comutação ZVS.

5) *Elementos ressonantes* - Os valores de L_r e C_r são calculados conhecendo-se os valores de:

$$\omega_o = 2\pi \cdot f_o, \alpha, E_i \text{ e } I_{o_{\max}}$$

$$L_r = \alpha \cdot \frac{E_i}{\omega_o \cdot I_o} \text{ e } C_r = \frac{I_o}{\alpha \cdot \omega_o \cdot E_i}$$

6) *Chaves Principais* - Considerando a situação em que a chave S_1 opere durante todo o período da rede (fator de

potência da carga unitário), tem-se a maior solicitação da chave. Assim, S_1 e S_4 são projetadas para esta situação.

Os valores médio e eficaz de corrente na chave, para um período de funcionamento do inversor ($1/f$), são obtidos pelas equações (21) e (22).

$$\overline{I_{md}} = \frac{f}{f_s} \cdot \sum_{i=1}^n \overline{I_{slmd}} \quad (21)$$

$$\overline{I_{ef}}^2 = \frac{f}{f_s} \cdot \sum_{i=1}^n \overline{I_{sl_{ef}}^2} \quad (22)$$

onde

$$\overline{I_{slmd}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \left(\frac{\alpha^2}{4\pi \cdot a} \right) + f_s \cdot \alpha \cdot \Delta t_6 \quad (23)$$

$$\overline{I_{sl_{ef}}^2} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\alpha^3}{6\pi \cdot a} + f_s \cdot \alpha^2 \cdot \Delta t_6 \quad (24)$$

são os valores médio e eficaz de corrente para um período de funcionamento da célula ($1/f_s$). Δt_6 é o tempo de condução da chave S_1 que varia senoidalmente de acordo com a modulação [03].

7) *Ponte inversora* - Observando os resultados de simulação e o funcionamento do estágio inversor, pode-se obter com boa aproximação o cálculo das correntes nas chaves considerando-se apenas a corrente de carga, ou seja, pode-se dizer que cada chave conduz a corrente de carga durante meio ciclo. Em outras palavras, a parcela de corrente que uma chave deixa de conduzir durante a etapa de roda livre, o diodo intrínseco à chave a conduz no semi-ciclo seguinte. Assim,

$$I_{md} = \frac{I_{o_{max}}}{\pi} \quad (25)$$

$$I_{ef} = \frac{I_{o_{max}}}{2} \quad (26)$$

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Vamos considerar as seguintes especificações e os valores obtidos [03]:

- Potência: 1KW
- Tensão de saída: 175V
- Corrente de saída: 6.7A
- Frequência de chaveamento: 40KHz
- Autotransformador: a=30/90, Ferrite E-30/7
- Indutor ressonante: 68 espiras, Ferrite E-20
- Parâmetro alfa: 0.333
- Frequência de ressonância: 1.7MHz
- Tempo de operação da célula: 500ns
- Elementos ressonantes: $0.9 \mu\text{H}$ e $9.7 \eta\text{F}$.

Após vários testes do funcionamento do conversor, diversos resultados foram obtidos via aquisição digital para verificação das comutações das chaves e por fotografia, com uso do osciloscópio analógico, para verificação global das curvas sem perder informações em amostragens.

As figuras 8 e 9 mostram detalhes do disparo e bloqueio da chave S_1 . Observa-se claramente a comutação ZVS desta chave.

A figura 10 mostra as formas de onda da tensão e da corrente na chave auxiliar, que opera durante 500ns, aproximadamente.

As formas de onda de tensões e correntes na carga e no elo DC, são apresentadas nas figuras 11 e 12.

Com a finalidade de verificar o funcionamento regenerativo do conversor, foi feito um ensaio com carga altamente indutiva e observada a forma de onda de corrente na fonte de alimentação. O resultado está mostrado na figura 13.

A figura 14 mostra a característica de rendimento do conversor. O ensaio foi feito para a potência de saída numa faixa desde próximo de zero até plena carga. O bom desempenho do conversor para toda a faixa de carga se deu pela obtenção de comutação suave nas chaves para qualquer valor da potência de saída, graças à presença das chaves S_3 e S_4 .

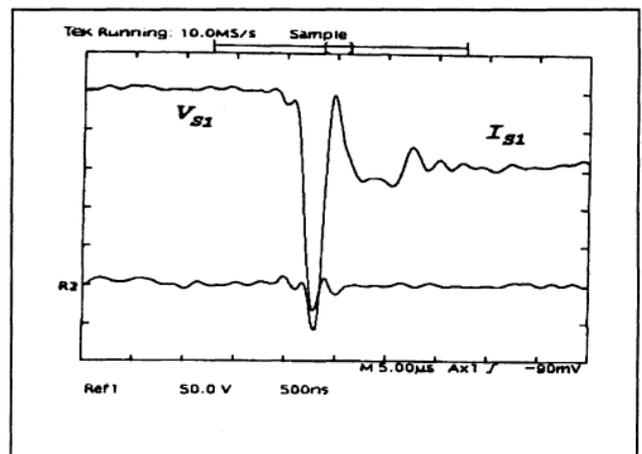


Figura 8 - Detalhe do disparo da chave S_1

Escala de tensão : 50V/div

Escala de corrente : 2.5A/div

Escala de tempo : 500ns/div

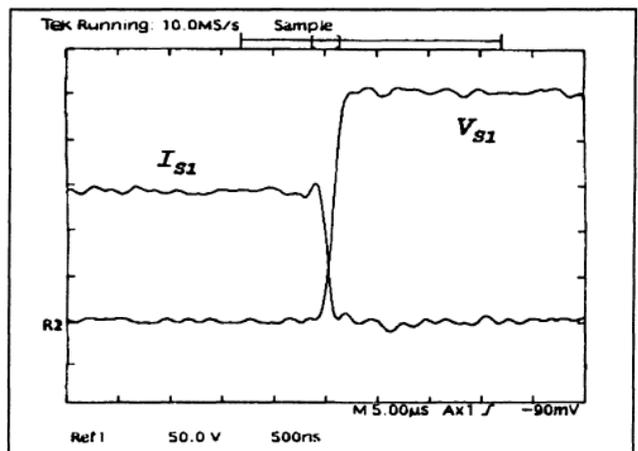


Figura 9 - Detalhe do bloqueio da chave S_1

Escala de tensão : 50V/div

Escala de corrente : 2.5A/div

Escala de tempo : 500ns/div

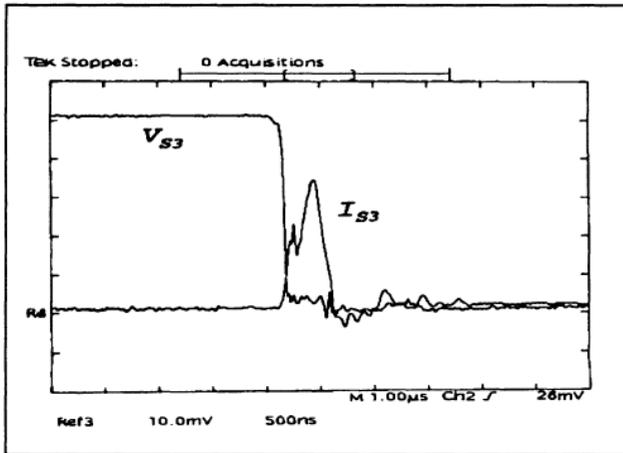


Figura 10 - Detalhe da comutação da chave S₃
 Escala de tensão : 50V/div
 Escala de corrente : 5A/div
 Escala de tempo : 500ns/div

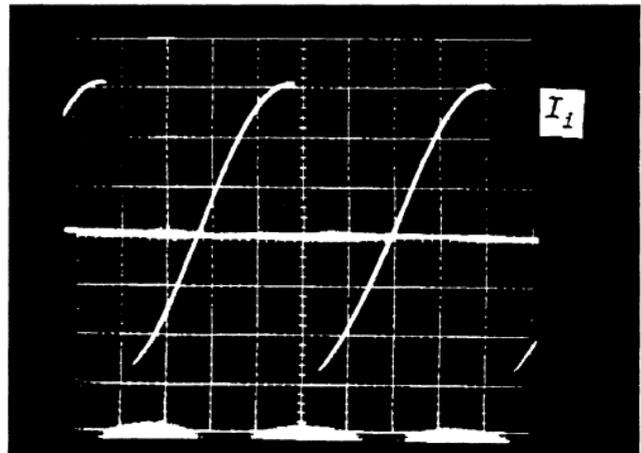


Figura 13 - Corrente na fonte para carga muito indutiva
 Escala de corrente : 5A/div
 Escala de tempo : 2ms/div

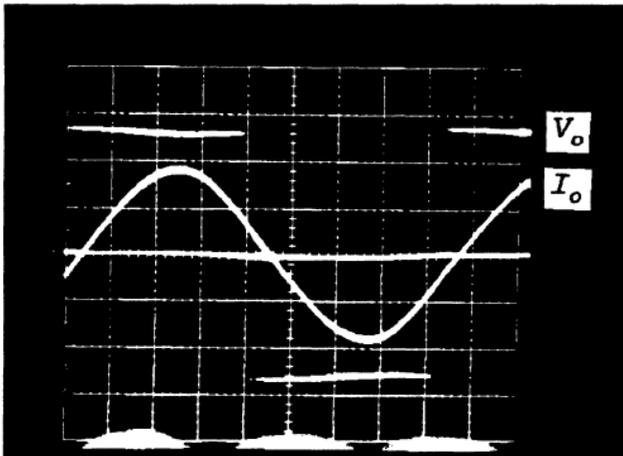


Figura 11 - Tensão e corrente na carga
 Escala de tensão : 100V/div
 Escala de corrente : 5A/div
 Escala de tempo : 2ms/div

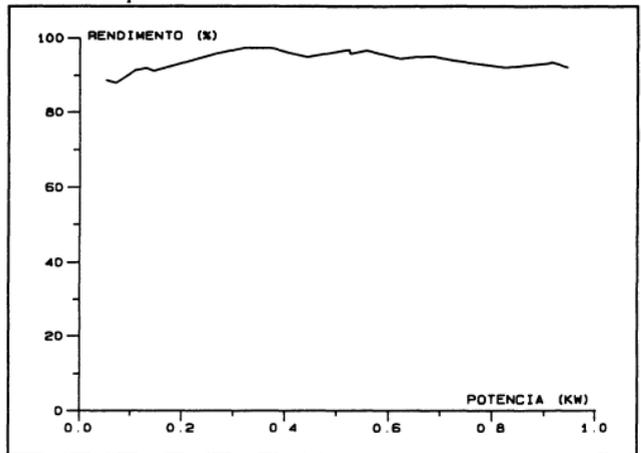


Figura 14 - Característica de rendimento do conversor

VI CONCLUSÕES

A presença da célula de comutação ZVS possibilitou a operação das chaves principais do estágio DC-DC em 40KHz, para a modulação PWM senoidal obtida no elo DC, livre de qualquer sobretensão ou sobrecorrente. A comutação ZVS das chaves da ponte inversora, que operam a 60Hz, é garantida pela própria característica do conversor, que mantém a tensão no elo DC nula durante a comutação das chaves. Os resultados experimentais mostram a característica plana da curva de rendimento do conversor e a possibilidade de operação regenerativa para cargas com fator de potência indutivo qualquer.

A operação do conversor com frequência de chaveamento de 40KHz, além de proporcionar uma grande redução no volume dos elementos reativos e praticamente eliminar o conteúdo harmônico da corrente de carga, elimina a possibilidade de ruídos acústicos audíveis na frequência de chaveamento. Segundo D. M. Divan, um conversor de potência é considerado ótimo se, dentre outras características, operar numa frequência de chaveamento superior a 18KHz [05].

A frequência de chaveamento de 40KHz, que atualmente é difícil de ser alcançada pelos inversores de modulação senoidal, só foi possível neste trabalho graças à topologia do

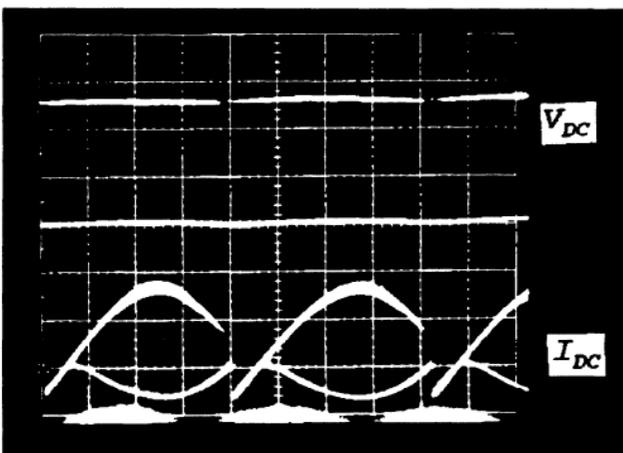


Figura 12 - Tensão e corrente no elo DC
 Escala de tensão : 100V/div
 Escala de corrente : 5A/div
 Escala de tempo : 2ms/div

circuito utilizado, que incorpora aos elementos ressonantes os elementos reativos intrínsecos dos componentes, e a evolução dos semicondutores de potência que tornaram as chaves mais rápidas.

O excesso de componentes ativos utilizados facilitou muito o entendimento e a montagem da estrutura apresentada, visto que a operação da ponte inversora é independente da operação do conversor DC-DC bidirecional. Entende-se que a ponte é apenas um acessório do conversor.

VII. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] D.C. Martins, F.J.M. de Seixas, J.A. Brilhante, e I. Barbi, "A Family of DC-to-DC PWM Converter Using a New ZVS Commutation Cell", *IEEE - PESC'93*, pp. 524-530, 1993.
- [02] D.C. Martins, F.J.M. de Seixas, J.A. Brilhante, e I. Barbi, "Buck PWM Converter Using a New ZVS Commutation Cell - Design and Experimentation", *SOBRAEP-COBEP'93*, pp. 93-98, 1993.
- [03] F.J.M. de Seixas, "Análise da Célula de Comutação ZVS-PWM-GEPAE e Sua Aplicação em Conversores DC-DC e DC-AC", *LAMEP-UFSC*, Dissertação de Mestrado, orientador Prof. Denizar Cruz Martins, Florianópolis-SC, 1993.
- [04] F.J.M. de Seixas, D.C. Martins e I. Barbi, "Uma Aplicação da Célula de Comutação ZVS-PWM-GEPAE ao Conversor DC-AC", *SBA-102 Congresso Brasileiro de Automática*, pp. 99-102, 1994.
- [05] D.M. Divan, "The Resonant DC Link Converter - A New Concept in Static Power Conversion", *IEEE Trans. on Industry Application*, vol. 25, no. 2, pp. 317-325, 1989.
- [06] D.M. Divan, "The Resonant DC Link Inverter - A New Concept in Static Power Conversion", *IEEE - IAS Conference Records*, pp. 648-656, 1986.
- [07] P.F.D. Garcia, e I. Barbi, "A Family of Resonant DC Link Voltage Source Inverters", *IEEE - International Conference on Industrial Electronics*, pp. 844-849, 1990.
- [08] T.A. Meynard, Y. Cheron e H. Foch, "Generalization of Resonant Switch Concept Structures and Performances", *Second European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 239-244, 1987.
- [09] I. Barbi, J.C. Bolacell, D.C. Martins, F.B. Libano "Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency: Analysis, Design and Experimentation", *IEEE - PESC'89 Record*, pp. 873-880, 1989.
- [10] G. Hua, e F.C. Lee, "A New Class of Zero-Voltage-Switched PWM Converters", *Higt Frequency Power Conversion Conference Proceedings*, pp. 244-251, 1991.
- [11] G. Hua, C.S. Leu e F.C. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters", *IEEE - PESC'92 Record*, pp. 55-61, 1992.
- [12] N. Mohan, T.M. Undeland, e W.P. Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications, and Design", *John Wiley & Sons*, New York, 1989.
- [13] A.F. Souza, e D.C. Martins, "Manual de Utilização do Programa SCVOLT - Simulação de Conversores Estáticos", *LAMEP-UFSC*, Publicação Interna, 1990.

VIII. DADOS BIOGRÁFICOS

Falcones José Mendes de Seixas, nasceu em Jales - SP em 25 de Julho de 1965. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Escola de Engenharia de Lins, Lins - SP, em 1987. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, em 1993. Atualmente é professor assistente do Depto. de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira - SP. Sua área de interesse compreende conversores estáticos de comutação suave. É membro da SOBRAEP, SBA e IEEE.

Denizar Cruz Martins, nasceu em São Paulo - SP em 24 de Maio de 1955. Formou-se em Engenharia Elétrica e obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC em 1978 e 1981, respectivamente. Concluiu o Doutorado no INPT, Toulouse - França, em 1986. Atualmente é professor titular do Depto. de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC. O Prof. Denizar já realizou 29 consultorias e obteve 01 patente. Sua área de atuação compreende Eletrônica de Potência e simulação de Conversores Estáticos e tem como atividade científica relevante o desenvolvimento de um programa de simulação conjunta de conversores estáticos e máquinas elétricas. Ele é membro da SOBRAEP (vice-presidente), SBA e IEEE.

Ivo Barbi, nasceu em Ilhota - SC em 28 de Janeiro de 1948. Formou-se em Engenharia Elétrica e obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC em 1973 e 1976, respectivamente. Concluiu o Doutorado no INPT, Toulouse - França, em 1979. Atualmente é professor titular do Depto. de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC. Ele já realizou 35 consultorias e obteve 04 patentes. O Prof. Ivo tem como principal atividade científica o desenvolvimento de tecnologia nas áreas de fontes de alimentação para telecomunicações e de UPS's. Ele é membro da SOBRAEP, SBA e IEEE-PELS.