

CONVERSOR CC-CC ELEVADOR / ABAIXADOR ZVS PWM COM GRAMPEAMENTO ATIVO

Marcello Mezaroba, Juliano Sadi Scholtz e Priscila dos Santos Garcia Giacomini

Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC

CEP: 89.223-100, Caixa Postal 631, Joinville - SC, Brasil

mezaroba@joinville.udesc.br, juliano.sadi@schulz.com.br e priscila@joinville.udesc.br

Resumo – Este artigo apresenta um conversor CC-CC elevador / abaixador regenerativo ZVS PWM com grameamento ativo. As perdas nos interruptores são consideravelmente reduzidas através de um circuito “snubber”, que proporciona comutação suave em todos os interruptores do conversor. Para um controle adequado do conversor, foram implementados dois controladores, um controlador de corrente, com o objetivo de controlar a corrente de entrada e um controlador de tensão para manter a tensão de saída constante. Após o estágio de controle, é utilizado um microcontrolador que além de gerar os sinais PWM’s enviados as chaves faz o sincronismo da chave auxiliar. As principais vantagens deste conversor são: pequeno número de componentes, estratégia de comando simples, robustez, tamanho e peso reduzidos e alta eficiência.

Palavras-chave - AGV, comutação suave, conversores CC-CC, grameamento ativo, regeneração.

STEP-UP/STEP-DOWN DC-DC ZVS PWM CONVERTER WITH ACTIVE CLAMPING

Abstract — This paper presents a regenerative step-up/step-down DC-DC ZVS PWM converter with active clamping. The losses in the switches are reduced due to the implementation of a simple active snubber circuit that provides soft conditions to all the switches of the converter. To reach success in this converter it was necessary to use two controllers, a current one for the input current and a voltage one to maintain the output voltage stable. After the control stage, it is used a microcontroller to create the PWM signals to the switches and to synchronize the auxiliary switch. The converter’s main advantages are the small number of components, simple control, robustness, small weight and size and high efficiency.

Keywords — active clamping, AGV, DC-DC converter, regeneration and soft commutation.

I. INTRODUÇÃO

Na indústria, nos últimos anos, os equipamentos de corrente contínua (CC) tem largamente perdido espaço em relação aos de corrente alternada (CA). Sabe-se da

preferência pelo motor de indução, devido principalmente à baixa manutenção, durabilidade e custo reduzido.

Contudo, em determinadas aplicações os motores CC são de difícil substituição. Eles ainda são encontrados, por exemplo, nos AGV’s (*Veículos Guiados Automaticamente*) e nas empilhadeiras elétricas, utilizados em boa parte do ambiente industrial.

Atualmente, dentre os problemas associados aos AGV’s destacam-se a baixa autonomia relativa das baterias, e a necessidade da utilização de motores e conversores CC-CC especiais, que muitas vezes possuem alto custo e são de difícil aquisição.

O conversor proposto neste artigo tem como um dos principais objetivos fornecer uma alternativa para o acionamento de veículos industriais a partir de baterias, possibilitando a utilização de motores e inversores CA, já disponíveis nas indústrias, facilmente encontrados no mercado, a custos reduzidos.

A topologia clássica do circuito de potência de um AVG pode ser observada na figura 1. Uma alternativa possível é composta por um conversor elevador reversível em corrente, em conjunto com um acionamento CA, como ilustra a figura 2. Este conversor deve elevar a tensão das baterias para um nível que possibilite a utilização de inversores e motores de indução, o que implica em custos e manutenção reduzidos se comparado com o motor CC.

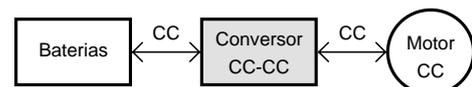


Fig. 1. Representação da topologia de potência clássica de um AVG

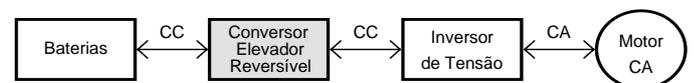


Fig. 2. Representação da topologia alternativa de potência para um AVG

No estágio de elevação, os conversores elevador / abaixador clássicos também possuem baixo rendimento, devido principalmente às perdas por comutação, que são aumentadas em função das altas frequências e dos elevados níveis de tensão e corrente sobre as chaves. Esses fatores ocorrem principalmente em estruturas cuja topologia apresenta interruptores em braço.

No momento de entrada em condução, o interruptor principal faz com que ocorra o fenômeno de recuperação reversa do diodo em antiparalelo da chave complementar, caracterizando grandes derivadas e picos de corrente nos

Artigo submetido em 10/8/2006. Revisões em 8/11/2006 e 24/4/2007. Aceito por recomendação do Editor Richard M. Stephan.

interruptores, elevando as perdas por comutação e causando interferência eletromagnética.

Encontra-se em diversos trabalhos diferentes técnicas para solucionar o problema de perdas por comutação. Estas técnicas se dividem em dois grupos: técnicas passivas e técnicas ativas.

As técnicas passivas se caracterizam pela ausência de chaves controladas no circuito de auxílio a comutação, enquanto que as técnicas ativas utilizam chaves controladas.

Dentre as técnicas passivas destacam-se o “snubber” de Underland [1]. Esse “snubber” apresenta um bom desempenho, com a desvantagem de não ser capaz de regenerar a energia perdida durante a comutação. Para solucionar este problema foram propostas algumas modificações no “snubber” de Underland [2], [3], [4] e [5].

Ao contrário das técnicas passivas, as técnicas ativas utilizam interruptores controlados para a comutação suave. As principais técnicas ativas utilizam modulação PWM que não necessitam de circuitos de controle complexos.

Um dos trabalhos importantes dentre esta técnica é o inversor ARDPI (*Auxiliary Resonant Diode Pole Inverter*) [6]. Esta topologia utiliza a modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) juntamente com a comutação suave através de um circuito relativamente simples. Por outro lado ele necessita de uma corrente elevada circulando no circuito, que deve ser da ordem de 2,5 vezes a corrente de carga, o que implica em elevados esforços de corrente nas chaves.

Uma topologia bastante semelhante com a anterior é a ARPI (*Auxiliary Resonant Pole Inverter*) [7]. Teoricamente, esse circuito reduz os níveis de corrente necessário para obter a comutação, mas na prática a comutação suave fica comprometida devido às resistências parasitas no circuito que fazem com que a corrente ressonante, que é responsável pela comutação suave, sofra uma queda. Como consequência, é necessário compensar essa corrente através de uma estratégia de comando complexa que inclui monitoração da corrente.

Outro circuito que se destaca dentre as técnicas ativas é o ARCPI (*Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter*) [8], [9] e [10]. Nesta topologia, as chaves auxiliares somente são acionadas quando a corrente de carga não é suficiente para efetuar a comutação, o que implica em um circuito de controle complexo e com necessidade de sensores.

Recentemente foi proposto um inversor com comutação ZVS (*Zero Voltage Switching*) na entrada em condução e ZCS (*Zero Current Switching*) no bloqueio [14], onde o desempenho é bastante satisfatório, mas o número de componentes é consideravelmente elevado.

Diversos trabalhos apresentam a possibilidade de utilização da energia de recuperação reversa dos diodos para a obtenção da comutação suave [11], [12], [13].

Neste artigo é proposto um conversor CC-CC ZVS PWM regenerativo com grampeamento ativo de tensão sobre os interruptores usando uma única chave auxiliar. A estrutura proposta utiliza a energia de recuperação reversa dos diodos para obter comutação suave em todos os interruptores e um microcontrolador é utilizado na topologia para gerar os pulsos de comando para os interruptores bem como para detectar em qual modo o conversor está operando.

II. APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO E ANÁLISE

O circuito do conversor proposto está apresentado na figura 3. Ele é similar a um conversor reversível em corrente clássico, com a inclusão de uma chave, um capacitor e um indutor auxiliares. O capacitor C_s é responsável pelo armazenamento da energia de recuperação reversa dos diodos e grampeamento da tensão em todas as chaves. O indutor L_s é responsável pelo controle da derivada de corrente na recuperação reversa dos diodos. A figura 4 e figura 5 ilustram os comandos das chaves para os modos elevador e abaixador respectivamente.

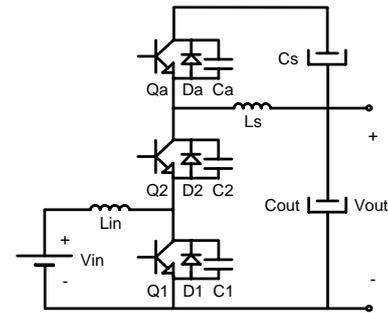


Fig. 3. Circuito do Conversor ZVS Regenerativo

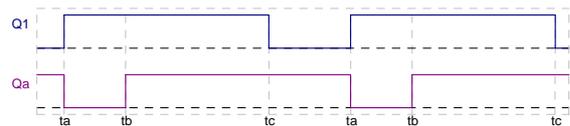


Fig. 4. Comando das Chaves (Modo Boost)

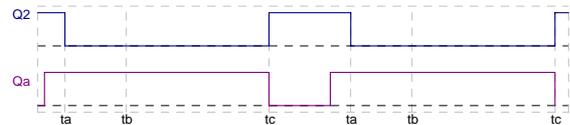


Fig. 5. Comando das Chaves (Modo Buck)

A. Etapas de Operação (Semi-Ciclo Positivo)

O funcionamento do conversor proposto é simétrico para os dois semi-ciclos da corrente de carga (positivo e negativo). No entanto, no modo boost a chave Q_a é sincronizada com a chave Q_1 e quando ocorre a reversão a chave Q_a passa a ser sincronizada com a chave Q_2 .

Visto que o conversor irá operar no modo buck somente quando ocorrer regeneração de energia, será ilustrada apenas a análise do semi-ciclo positivo. Serão consideradas, a seguir, algumas simplificações para facilitar o esboço das etapas de operação do conversor: A tensão nos capacitores C_{out} e C_s , e a corrente no indutor L_{in} serão consideradas constantes durante um período de chaveamento. Por fim, o conjunto formado pela tensão de entrada V_{in} e a indutância L_{in} , serão simplificados por uma fonte de corrente, denominada I_{in} .

Primeira etapa (t0-t1): Este intervalo inicia com a corrente de entrada I_{in} sendo levada para V_{out} através do diodo D_2 e do indutor L_s . Ao mesmo tempo a corrente adicional i_{C_s} está fluindo no laço formado por Q_a , L_s e C_s . No final desta etapa, a corrente i_{C_s} atingirá seu valor máximo, denominado de I_f .

Segunda etapa (t1-t2): Inicia com o bloqueio do interruptor auxiliar Q_a . A corrente i_{C_s} se divide iniciando a

carga da capacitância C_a de 0 a $V_{out}+V_{Cs}$, e a descarga de C_1 de $V_{out}+V_{Cs}$ a 0.

Terceira etapa (t2-t3): Inicia quando a tensão sobre C_1 atinge zero e é grampeada pelo diodo antiparalelo D_1 possibilitando a entrada em condução ZVS para Q_1 . É aplicada sobre o indutor L_s a tensão de saída V_{out} , fazendo com que a corrente decresça linearmente. D_1 conduz i_{Ls} enquanto D_2 conduz $i_{Ls}+I_{in}$.

Quarta etapa (t3-t4): Começa quando a corrente passa a circular por Q_1 . A corrente em D_2 decresce e se inverte, iniciando a recuperação reversa. Sua derivada é limitada pelo indutor L_s . No final desta etapa a corrente em L_s é igual ao valor de pico da corrente de recuperação reversa, denominada de I_r .

Quinta etapa (t4-t5): Inicia com o término da recuperação de D_2 . A corrente i_{Ls} se divide e inicia a carga de C_2 de 0 a $V_{out}+V_{Cs}$, e a descarga de C_a de $V_{out}+V_{Cs}$ a 0.

Sexta etapa (t5-t6): Começa quando a tensão sobre o capacitor C_a zera e é grampeada pela entrada em condução de D_a , possibilitando a entrada em condução de Q_a com comutação ZVS. A corrente i_{Ls} cresce devido a aplicação da tensão V_{Cs} . No final desta etapa, a corrente em L_s chega a zero.

Sétima etapa (t7-t8): Inicia quando a corrente i_{Ls} inverte seu sentido e passa a circular pelo interruptor Q_a . A corrente i_{Ls} continua a crescer linearmente.

Oitava etapa (t8-t9): Inicia quando a chave principal Q_1 bloqueia. Neste momento a corrente muda de sentido em C_s tornando a passar por D_a . A corrente I_{in} se divide em duas, carregando o capacitor C_1 , de 0 a $V_{out}+V_{Cs}$, e descarregando o capacitor C_2 , de $V_{out}+V_{Cs}$ a 0.

Nona etapa (t9-t0): Começa quando C_2 se descarrega, e sua tensão é “grampeada” pelo diodo D_2 . A corrente i_{Ls} continua crescendo. Este intervalo termina quando a corrente i_{Ls} se iguala a I_{in} . No instante seguinte a corrente i_{Cs} tornará a passar por Q_a , voltando à primeira etapa de operação.

As etapas de operação e as formas de onda teóricas podem ser observadas na figura 6 e figura 7 respectivamente

III. EQUACIONAMENTO BÁSICO

A. Estudo da Tensão de Grampeamento

Uma das características importantes do conversor é o grampeamento da tensão sobre os interruptores. Para poder dimensionar os interruptores e o capacitor C_s é necessário saber o comportamento da tensão de grampeamento V_g .

A corrente média instantânea em C_s é dada por (1).

$$i_{Cs,med} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_1} \left(\frac{V_g}{L_s} \cdot t - I_r \right) dt + \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{V_g}{L_s} \cdot t - I_{in} - I_r \right) dt \right] \quad (1)$$

Onde: T_s = Período de chaveamento

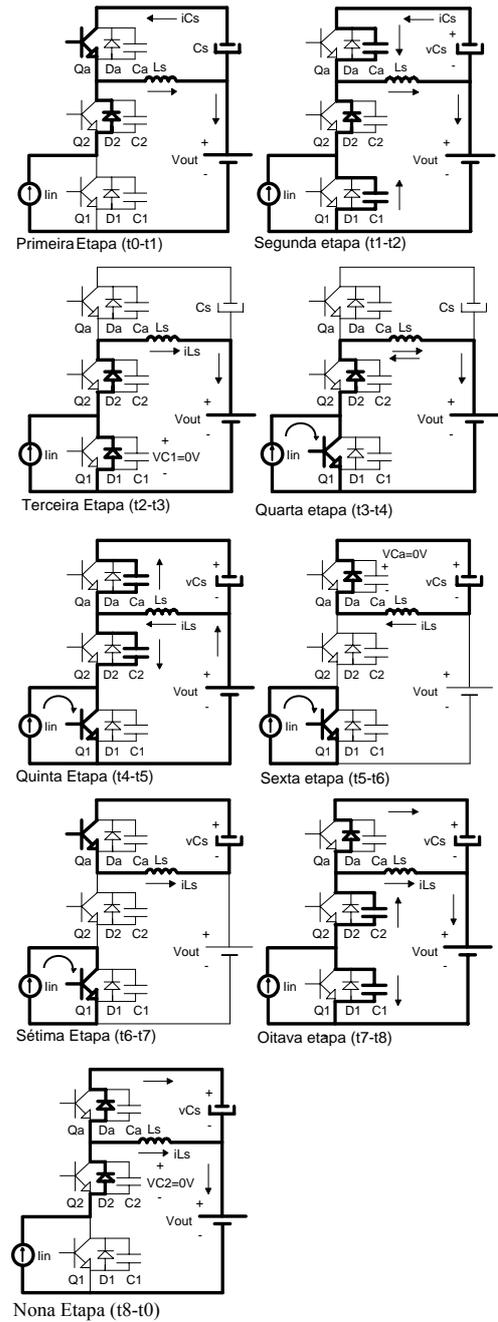


Fig. 6. Etapas de Operação

Resolvendo a integral e considerando:

$$D = \frac{t_1}{T_s} \quad t_1 \approx T_s \quad \text{e} \quad i_{Cs,med} = 0$$

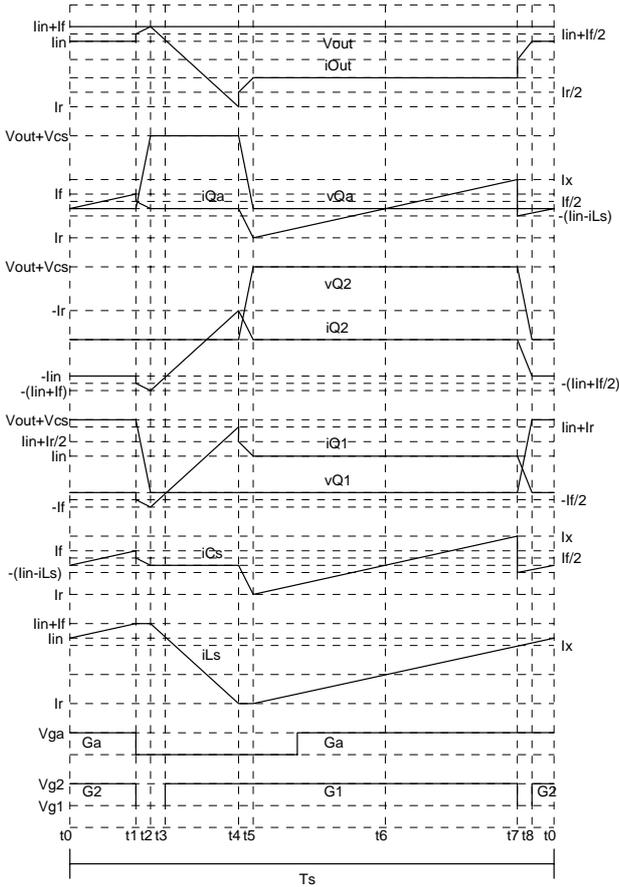
Tem-se em (2)

$$V_g = \frac{2L_s}{T_s} [I_r + I_{in}(1 - D)] \quad (2)$$

A corrente de entrada é dada por (3):

$$I_{in} = \frac{P_{out}}{\eta \cdot V_{in}} \quad (3)$$

Onde: η = Rendimento



7. Formas de Onda Teórica

Fig

Combinando as equações (2) e (3), obtêm-se a expressão para a tensão em C_s .

$$V_g = \frac{2 \cdot L_s}{T_s} \left[I_r + \frac{P_{out}(1-D)}{\eta \cdot V_{in}} \right] \quad (4)$$

Sabendo que I_r é o pico da recuperação reversa do diodo antiparalelo e pode ser obtido através de

$$I_r = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot Q_{rr} \cdot \frac{V_{out}}{L_s}} \quad (5)$$

Onde:

Q_{rr} é a carga de recuperação reversa.

B. Estudo da Comutação Suave

Para garantir a comutação sob tensão nula é necessário que na segunda etapa de operação a corrente que circula em L_s seja suficientemente grande para efetuar a descarga da capacitância C_l e a carga da capacitância C_a .

A equação (6) descreve essa condição.

$$L_s \cdot I_f^2 \geq (C_a + C_l) \cdot (V_{out} + V_g)^2 \quad (6)$$

A expressão da corrente I_f pode ser observada em (7).

$$I_f = \frac{V_g}{L_s} \cdot T_s - \frac{I_{in}}{2} - I_r \quad (7)$$

Considerando que $V_g \ll V_{out}$ obtêm-se (8):

$$I_{f \min} \geq V_{out} \cdot \sqrt{\frac{C_l + C_a}{L_s}} \quad (8)$$

Para garantir a comutação suave em toda a faixa de operação para uma determinada condição de carga a corrente I_f determinada através da equação (7) deve ser maior que o seu valor mínimo imposto pela equação (8).

O valor de L_s é encontrado pela equação (9).

$$L_s = \frac{V_{out}}{di/dt} \quad (9)$$

IV. PROCEDIMENTO DE PROJETO

As especificações iniciais do projeto são apresentadas na Tabela I. Os principais resultados obtidos a partir do equacionamento proposto podem ser observados na Tabela II.

Tabela I – Especificações Iniciais do Projeto

$V_{in} = 48V_{cc}$	Tensão de Entrada Nominal
$V_{out} = 200V_{cc}$	Tensão de Saída Nominal
$P_{out} = 1000W$	Potência de Saída Nominal
$\eta = 95\%$	Rendimento Estimado

Tabela II - Principais Resultados do Equacionamento

$D = 0,76$	Razão Cíclica
$F_s = 40kHz$	Frequência de Chaveamento
$L_s = 10\mu H$	Indutor Auxiliar
$L_{in} = 830\mu H$	Indutor de Entrada
$I_{in} = 22A$	Corrente de Entrada
$I_r = 28A$	Corrente de Recuperação Reversa
$V_{Cs} = 13,5V$	Tensão de Grampeamento
$I_f = 28,5A$	Corrente no Capacitor C_s
$I_{out} = 5A$	Corrente de Saída
$C_{out} = 475\mu F$	Capacitor de Saída

V. CONTROLE

Para garantir um bom desempenho do conversor em questão foram implementados dois controladores – um controlador de corrente e um controlador de tensão – e um microcontrolador, que é responsável pela geração dos pulsos PWM's e por detectar em qual modo de operação o conversor se encontra.

O diagrama de blocos da estrutura de controle pode ser observado através da figura 8.

A. Controlador de Tensão

O controlador foi projetado para uma frequência de corte de aproximadamente 12 Hz. A frequência de corte do controlador foi escolhida de modo a proporcionar um controle de tensão lento. A margem de fase desejada é entre 60° e 90°. O ganho do controlador é ajustado de modo a ser negativo. Um valor recomendado é de -10dB.

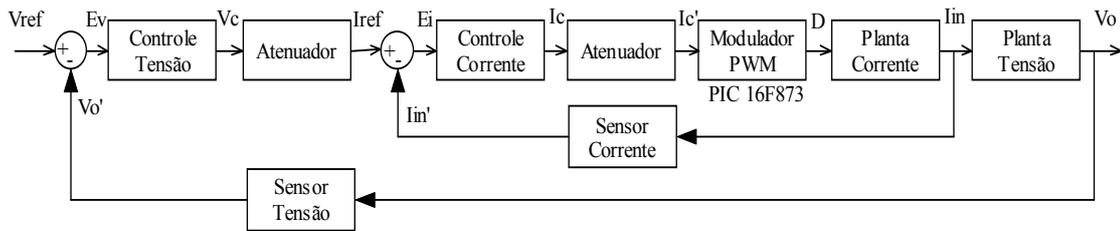


Fig.8. Diagrama de Blocos do Controle

A função de transferência da planta de tensão do conversor pode ser observada em (10).

$$\frac{V_o(s)}{I_{Lin}(s)} = \frac{R_o \cdot (1-D)}{1 + s \cdot C_{out} \cdot R_o} \quad (10)$$

Onde:

V_o – Tensão de Saída

I_{Lin} – Corrente no Indutor de entrada

R_o – Resistor de carga

D – Razão cíclica

C_{out} – Capacitor de saída

Observando-se a função de transferência da planta de tensão, conclui-se que por possuir somente um pólo longe da origem, haverá erro estático. Para solucionar este problema, foi escolhido um controlador Proporcional-Integral (PI), cuja função de transferência está apresentada através da equação (11).

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{-(1 + s \cdot R \cdot C)}{s \cdot R_i \cdot C} \quad (11)$$

As curvas de módulo e de fase referentes à planta de tensão, ao controlador e a planta de tensão controlada estão apresentadas na figura 9 e na figura 10 respectivamente.

Pode-se observar que a frequência de corte está em aproximadamente 12Hz, bem como a fase é de aproximadamente 75°, permanecendo dentro da faixa desejada.

B. Controlador de Corrente

A função da planta de corrente, considerando o conversor elevador, está apresentada em (12).

$$\frac{I_{in}}{D} = \frac{V_o}{s \cdot L_{in}} \quad (12)$$

Onde:

I_{in} – Corrente de entrada

L_{in} – Indutor de entrada

O controle de corrente escolhido é um compensador de tipo avanço e atraso de fase, onde a frequência de corte é dada por $F_s/10$, resultando em uma frequência de 4kHz.

O zero do compensador deve ser alocado uma década abaixo da frequência de corte, o pólo do compensador é geralmente posicionado na metade da frequência de comutação e o ganho deve ser ajustado de modo a obter uma

inclinação de -20dB/dec na frequência de corte. A margem de fase desejada é entre 60° a 90°.

A função de transferência do controlador pode ser observada em (13).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-(1 + sR_2C_1)}{sR_1(C_1 + C_2) \cdot \left(1 + \frac{sR_2C_2C_1}{C_1 + C_2}\right)} \quad (13)$$

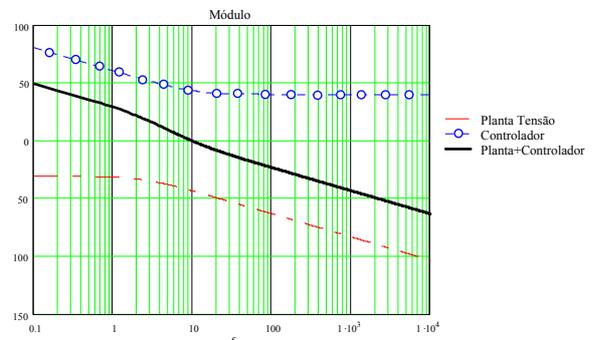


Fig.9. Gráficos de Módulo referente ao controlador de tensão

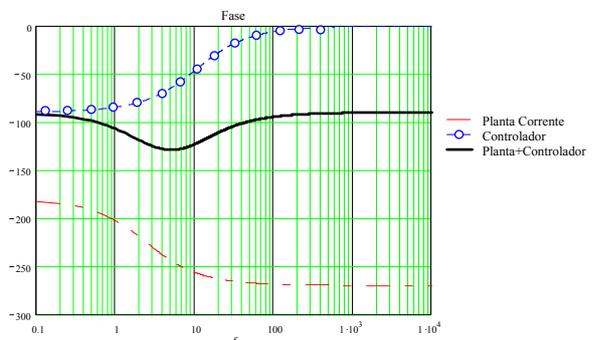


Fig. 10. Gráficos de Fase referentes ao controlador de tensão

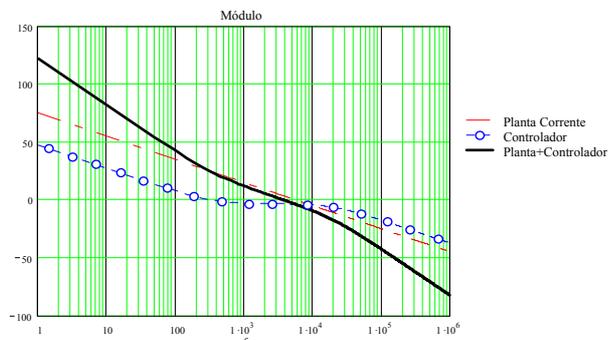


Fig.11. Gráficos de Módulo referente ao controlador de corrente

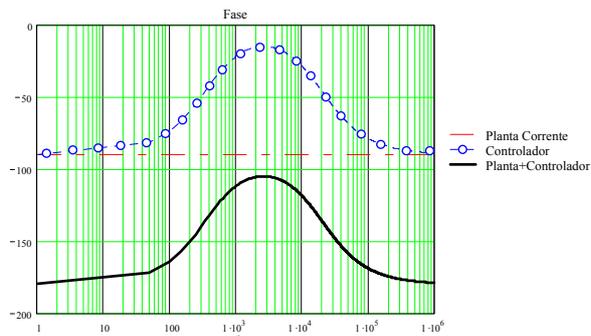


Fig. 12. Gráficos de Fase referentes ao controlador de corrente

O gráfico apresentado na figura 11 mostra as curvas da planta de corrente sem o controlador, do controlador e da planta já controlada. Os respectivos gráficos de módulo podem ser observados na figura 12. Observa-se que a frequência de corte está bem próxima da projetada e que a margem de fase da planta já controlada ficou em torno de 60°.

VI. MODULADOR PWM

Para gerar os sinais PWM's foi utilizado o microcontrolador PIC16F873A da *Microchip*. A justificativa para a utilização do microcontrolador é a necessidade de tempos precisos no sincronismo das chaves. Se esses tempos não forem precisos, pode comprometer a comutação suave do conversor.

As características principais deste micro controlador estão apresentadas na Tabela III.

Tabela III - Especificações do PIC16F873

PIC16F873A – 28 pinos	Especificações
Frequência	20MHz
SRAM (bytes)	192
EEPROM (bytes)	128
I/O	22
A/D 10-bit	5
CCP (PWM)	2
Timers	2 de 8-bits / 1 de 16-bits
Comparador	2

A figura 13 apresenta um esquemático da geração dos sinais PWM no micro controlador.

Na saída do micro controlador tem-se três sinais PWM, na frequência de chaveamento de 40kHz, para comando das duas chaves principais (Q_1 e Q_2) e da chave auxiliar (Q_a). Estes sinais passam por drivers isoladores para após isso serem ligados aos transistores do conversor. O resistor shunt empregado para a leitura de corrente da entrada, informa também qual o sentido desta, dependendo desta informação o conversor opera no modo buck ou no modo boost.

VII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de comprovar os estudos teóricos, construiu-se um protótipo de 1kVA para o conversor

proposto, operando com modulação *PWM*. A especificação dos principais componentes pode ser observada na Tabela IV.

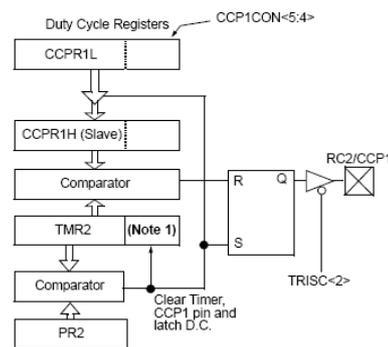


Fig. 13. Esquemático da geração de sinais PWM através do micro controlador

Tabela IV - Especificação dos Principais Componentes

Q_1, Q_2, Q_a	Interruptores: <i>APT5010B2VR</i>
D_1, D_2, D_a	Diodos Intrinsecos das Chaves
C_1, C_2, C_a	Capacitâncias Intrinsecas das Chaves ($\approx 5nF$)
L_{in}	Indutor de ferrite: <i>IP6-EE65/26</i> , $A_p=51,74cm^2$, $A_w=4,93cm^2$, $nfp=30$, $bitola=23AWG$, 23 espiras, e $lg=0,022cm$.
L_s	Indutor de ferrite: <i>IP6-EE42/20</i> , $nfp=20$, $bitola=23AWG$, 17 espiras, e $lg=12,85mm$.
C_s	Capacitor Eletrolítico 2 x 470uF/400V
C_{out}	Capacitor Eletrolítico 2 x 470uF/400V

A. Formas de Onda Experimentais

Na figura 14 estão apresentados os sinais de comando para as chaves Q_1 , Q_2 e Q_a que foram gerados a partir do micro controlador. Nota-se que os sinais de Q_1 e Q_2 são complementares e que neste caso a chave Q_a está sincronizada com Q_1 , indicando que o conversor está operando no modo boost.

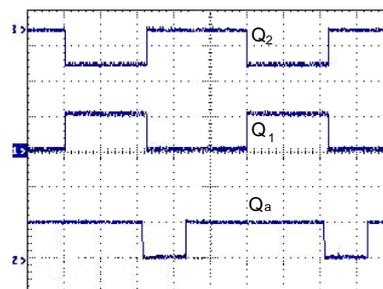


Fig. 14. Sinais Q_1 , Q_2 e Q_a - 5V/div

As figura 15 e figura 16 mostram a tensão e a corrente na chave Q_1 e na chave Q_2 respectivamente. De forma semelhante, a figura 17 mostra a tensão e a corrente na chave Q_a . Pode-se perceber que quando a chave entra em condução a tensão sobre ela é nula, o que se conclui que ocorre comutação suave em todas as chaves do conversor. Um detalhe da corrente no indutor L_s pode ser observada na figura 18.

A figura 19 apresenta a tensão de saída e a corrente de entrada no momento que ocorreu a reversão na corrente.

Na figura 20 está apresentado o momento que o conversor deixa de regenerar energia e passa a operar como gerador. Percebe-se que em ambas as situações a tensão de saída sofre uma pequena variação retornando ao seu valor nominal após o transitório.

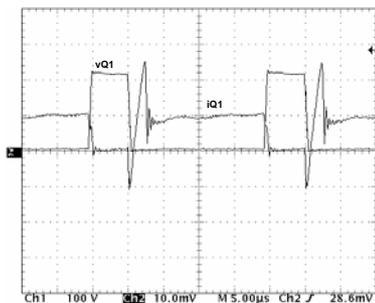


Fig. 15. Tensão (100V/div) e corrente (5A/div) em Q_1

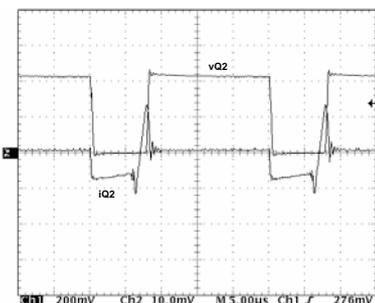


Fig. 16. Tensão (100V/div) e corrente (5A/div) em Q_2

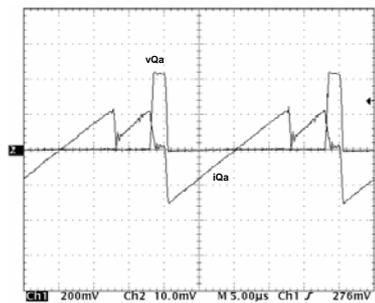


Fig. 17. Tensão (100V/div) e corrente (5A/div) em Q_a

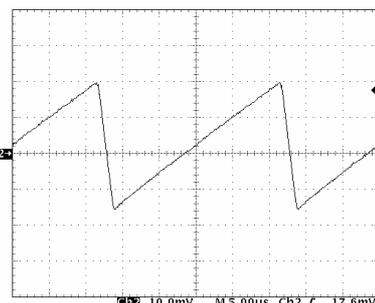


Fig. 18. Corrente (5A/div) no indutor L_s (Modo Boost)

Para testar a estabilidade do controle foram feitos teste com degraus de carga. A figura 21 apresenta a tensão de saída e a corrente de entrada quando é retirada carga do conversor. Situação semelhante é apresentada na figura 22 onde o conversor recebe mais carga. Em ambas as situações, pode-se perceber que a tensão de saída sofre uma pequena oscilação retornando rapidamente ao valor nominal.

Outro teste importante que foi realizado foram os testes de reversão. Esses testes foram feitos acoplando um conversor isolado na saída do conversor CC em questão. O conversor isolado era responsável em fornecer corrente de modo a suprir a necessidade da carga e devolver corrente para a entrada.

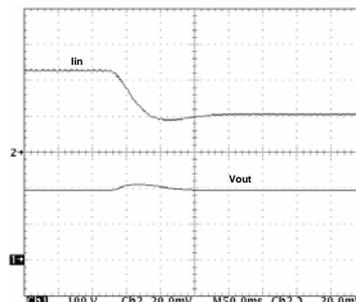


Fig. 19. Tensão na saída (100V/div) e corrente na entrada (4A/div)

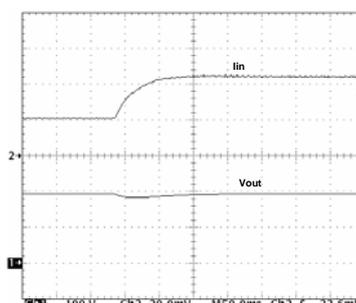


Fig. 20. Tensão na saída (100V/div) e corrente na entrada (4A/div)

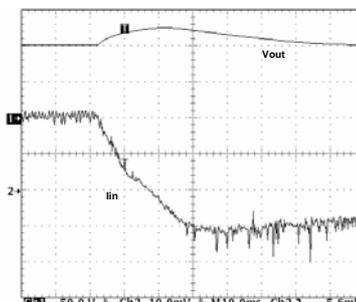


Fig. 21. Tensão de saída (50V/div) e corrente de entrada (2A/div)

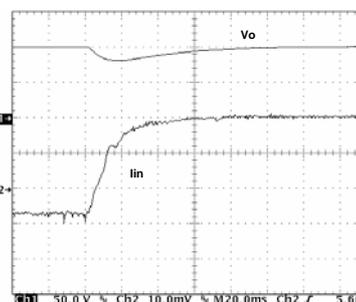


Fig. 22. Tensão de saída (50V/div) e corrente de entrada (2A/div)

Para concluir, foi traçado uma curva de rendimento do conversor CC-CC para as cargas disponíveis em laboratório. Esta curva está apresentada na figura 23. Pode-se perceber que o rendimento para potências próximas a nominal é maior que 90%.

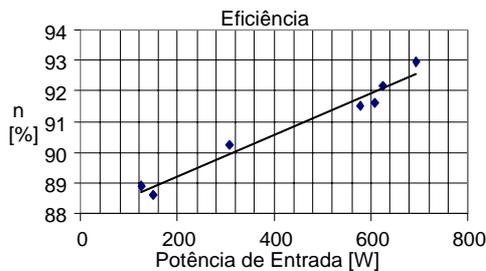


Fig. 23. Rendimento do Conversor

VIII. CONCLUSÃO

O conversor regenerativo ZVS com modulação PWM proposto neste artigo atende as especificações do projeto, tendo perdas reduzidas nos componentes devido a comutação suave proporcionada pela técnica implementada. Como consequência disso, um pequeno número de componentes foi adicionado ao conversor, porém houve uma grande redução no volume dos dissipadores o que reduziu o peso, o volume e os custos.

O controle projetado se mostrou eficiente quando submetido a degraus de carga, fazendo com que a tensão de saída não sofresse grandes oscilações.

Durante os testes de reversibilidade foram obtidos resultados satisfatórios. No momento da reversão verificou-se a mudança do sincronismo da chave Q_a , que ora deve estar sincronizada com Q_1 e ora com Q_2 .

Por fim, as principais vantagens associadas foram: utilização de um pequeno número de componentes, estratégia de comando relativamente simples, robustez, tamanho e peso reduzidos e alta eficiência.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] T. M. Undeland. Switching Stress Reduction in Power Transistor Converters. *IEEE Industry Applications Society*, pp. 383-391, 1976.
- [2] J.Holtz, S.F.Salama, K.Werner. A Nondissipative Snubber Circuit for High-Power GTO-Inverters. *IEEE Industry Applications*, pp. 613-618, 1987.
- [3] D, Tardiff; T. H. Barton. A Summary of Resonant Snubbers Circuits for Transistors and GTOs. *IEEE Industry Applications Society*, vol. 1, pp. 1176-1180, 1989.
- [4] H.G. Langer, G. Fregien; H.C. Skudelny. A Low Loss Turn-on Turn-off Snubber for GTO-Inverters. *IEEE Industry Applications Society*, pp. 607-612, 1987.
- [5] J.A. Taufiq, Advanced Inverters Drivers For Traction. *Conference of Power Electronics and Applications*, vol. 5, pp. 224-228, 1993.
- [6] A. Cheriti. A Rugged Soft Commutated PWM Inverter for AC Drivers. *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, pp. 656-662, 1990.
- [7] H. Foch, Y. Cheron, M. Metz, T. Meynard. Commutation Mechanisms and Soft Commutation in Static Converters. *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, pp. 338-346, 1991.
- [8] G. Bing. High Current and Voltage Transistor Utilization. *Proceedings of First European Conference*

on Power Electronics and Applications, pp. 1.15-1.20, 1985.

- [9] W. McMurray. Resonant Snubber with Auxiliary Switches. *Conference Records of IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 829-834, 1990.
- [10] R. W. De Doncker, J. P. Lyons. The Auxiliary Resonant Commuted Pole Converter. *Conference Records of IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 1228-1235, 1990.
- [11] J.A Bassett. New Zero Voltage Switching High Frequency Boost Converter Topology for Power Factor Correction. *INTELEC'95*, pp. 813-820, 1995.
- [12] A. Pietkiewicz, D. Tollik. New High Power Single-Phase Power Factor Correction with Soft-Switching. *INTELEC'96*, pp. 114-119, 1996.
- [13] M. Mezaroba, I. Barbi, D. Martins. Novo Inversor ZVS PWM com Grampeamento Ativo Utilizando um Único Interruptor Auxiliar. *Eletrônica de Potência*, vol. 9, no 2, pp. 45-52, 2004.
- [14] H. L. Hey, C. M. O. Stein, J. R. Pinheiro, H. Pinheiro, H. A. Gründling. Zero-Current and Zero-Voltage Soft-Commutation Cell for PWM Inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no2, 2004.
- [15] M. Mezaroba, J. S. Scholtz. New Zvs Pwm Step-Up/Step-Down DC-DC Converter with Active Clamping Technique. *VIII Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, 2005.

DADOS BIOGRÁFICOS

Marcello Mezaroba, nascido em Videira, SC em 20 de novembro de 1972. Recebeu os graus de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica em 1996, 1998 e 2001 respectivamente, pela Universidade Federal de Santa Catarina. Atualmente é Professor Titular no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Santa Catarina. Suas áreas de interesse incluem comutação suave, processamento de energias alternativas, fontes de alimentação chaveadas, correção do fator de potência, acionamento elétrico, e controle de conversores estáticos.

Juliano Sadi Scholtz, nascido em São João, PR em 16 de agosto de 1976. Recebeu os graus de Tecnólogo em Processamento de Dados, Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica em 1999, 2003 e 2006 respectivamente, pela Universidade Estadual de Santa Catarina. Atualmente trabalha como Engenheiro de Produtos em uma empresa do setor privado. Suas áreas de interesse incluem fontes de alimentação chaveada, correção do fator de potência, acionamentos elétricos e processamento digital de sinais.

Priscila dos Santos Garcia Giacomini, nascida em Joinville, SC em 8 de dezembro de 1981. Recebeu o grau de Engenheira Eletricista em 2005 pela Universidade do Estado de Santa Catarina. Atualmente está cursando o mestrado em Engenharia Elétrica na mesma instituição. Suas áreas de interesse incluem comutação suave, fontes de alimentação chaveada e controle de conversores estáticos. Priscila é membro estudantil da IEEE desde 2006.