

CONVERSOR ELEVADOR / ABAIXADOR COM COMUTAÇÃO ZVS E GRAMPEAMENTO ATIVO

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

Laboratório de Eletrônica de Potência - LEPO

Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC

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

mezaroba@joinville.udesc.br, dee6jss@joinville.udesc.br e priscila@joinville.udesc.br

Abstract – Este artigo apresenta um conversor CC-CC elevador / abaixador regenerativo ZVS PWM com grampeamento ativo. As perdas nos interruptores são consideravelmente reduzidas através de um circuito “snubber”, que proporciona comutação ZVS em todos os interruptores do conversor, inclusive o auxiliar. Neste conversor são implementados dois controladores: um controle de corrente e um controle de tensão. Além disso, é utilizado um microcontrolador que é responsável pela geração dos sinais PWM’s enviados as chaves.

As principais vantagens deste conversor são: pequeno número de componentes, estratégia de comando simples, robustez, tamanho e peso reduzidos, baixa distorção harmônica de corrente e alta eficiência.

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

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.

Este 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 ALTERNATIVA PARA O CIRCUITO DE POTÊNCIA

A topologia clássica do circuito de potência de um AVG pode ser observada na Fig. 1. Nesta, verifica-se um ponto crítico com relação ao rendimento do conversor CC-CC, e

por consequência na autonomia do equipamento como um todo.

Uma alternativa possível é composta por um conversor elevador reversível em corrente, em conjunto com um acionamento CA, como ilustra a Fig. 2. Este conversor deve elevar a tensão das baterias para um nível que possibilite a utilização de inversores e motores de indução.

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. Desta forma, a utilização desta topologia, em conjunto com uma comutação suave, torna-se bastante interessante.

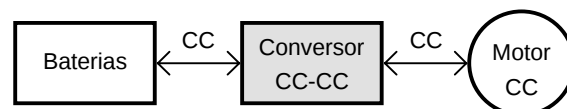


Fig. 1. Representação da topologia de potência clássica de um AGV

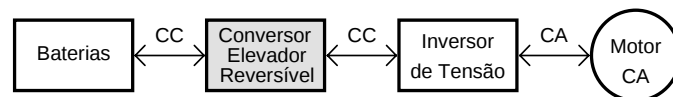


Fig. 2. Representação da topologia alternativa de potência para um AGV

A regeneração de energia a ser utilizada, durante a frenagem, contribuirá para prolongar o tempo de utilização do veículo. E ainda, através das diversas técnicas desenvolvidas, os inversores de frequência atuais também permitem o controle do veículo com grande precisão.

II. CONSIDERAÇÕES SOBRE A COMUTAÇÃO DAS CHAVES

As arquiteturas que utilizam chaves em braço possuem algumas características peculiares. No momento da entrada em condução, o interruptor principal faz com que ocorra o fenômeno de recuperação reversa no diodo anti-paralelo do interruptor complementar, tal fato faz com que ocorram elevados esforços aos componentes do circuito.

Para resolver os problemas citados, diversas técnicas foram propostas, sendo divididas em dois principais ramos: técnicas passivas [1], [2], [3], [4] e [5] e técnicas ativas [6], [7], [8], [9] e [10]. A diferença entre as duas é que a ativa

utiliza chaves controladas no circuito auxiliar de ajuda à comutação.

Nos últimos anos, diversos trabalhos apresentaram a possibilidade da utilização da energia de recuperação reversa dos diodos para a obtenção da comutação suave [11] e [12].

Nesse artigo, é proposto um conversor elevador / abaixador ZVS PWM com grampeamento ativo. A estrutura proposta utiliza a energia de recuperação reversa dos diodos para obter comutação suave em todos os interruptores do circuito, inclusive o auxiliar.

III. APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO E ANÁLISE

O circuito do conversor proposto está apresentado na Fig. 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 [13]. A Fig. 4 e Fig. 5 ilustram os comandos das chaves para os modos elevador e abaixador respectivamente.

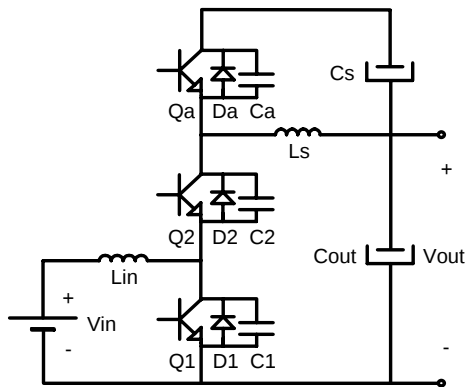


Fig. 3. Circuito do Conversor ZVS Regenerativo

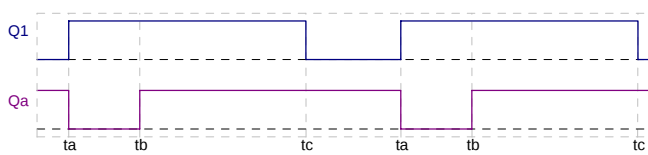


Fig. 4. Comando das Chaves (Modo Boost)

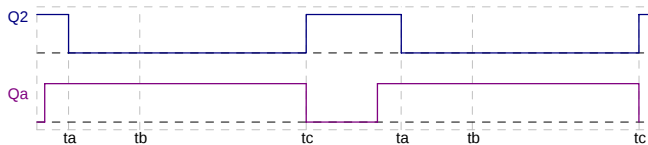


Fig. 5. Comando das Chaves (Modo Buck)

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 .

Sendo assim, 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 E_{in} e a indutância L_{in} , serão simplificados por uma fonte de corrente, denominada I_{in} .

Primeira etapa (t_0 - t_1): 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_{Cs} está fluindo no laço formado por Q_a , L_s e C_s . No final desta etapa, a corrente i_{Cs} atingirá seu valor máximo, denominado de I_f .

Segunda etapa (t_1 - t_2): Inicia com o bloqueio do interruptor auxiliar Q_a . A corrente i_{Cs} 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 (t_2 - t_3): 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 (t_3 - t_4): 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 (t_4 - t_5): 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 (t_5 - t_6): 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 (t_7 - t_8): 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 (t_8 - t_9): 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 (t_9 - t_{10}): 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.

Os circuitos referentes a cada etapa de operação podem ser observados na Fig. 6.

A. Controlador de Tensão

O controlador de tensão tem como finalidade regular a tensão de saída do conversor. Após sofrer uma atenuação dada através de um divisor resistivo, a tensão de saída é enviada para o controlador que tem como referência um sinal de tensão DC.

O controlador foi projetado para uma frequência de corte de aproximadamente 12 Hz.

A função de transferência da planta de tensão do conversor pode ser observada em (1.1).

$$\frac{V_o(s)}{I_{Lin}(s)} = \frac{R_o \cdot (1-D)}{1 + s \cdot C_o \cdot R_o} \quad (0.1)$$

Onde:

R_o – Resistor de carga

D – Razão cíclica

C_o – 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.

O controlador escolhido foi um controlador Proporcional-Integral (PI) apresentado na Fig. 9.

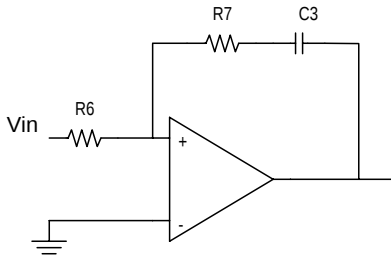


Fig. 9 – Controlador Proporcional – Integral

A equação (1.2) apresenta a função de transferência do controlador.

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{-(1 + s \cdot R_7 \cdot C_3)}{s \cdot R_6 \cdot C_3} \quad (0.2)$$

As curvas de módulo e de fase referentes à planta de tensão, ao controlador e a planta de tensão controlada estão apresentadas na Fig. 10 e Fig. 11 na 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

O controlador de corrente monitora a corrente de entrada e obtém um sinal de tensão através de um resistor shunt. A referência para o controlador de corrente é obtida através do controlador de tensão implementado.

A função da planta de corrente, considerando o conversor elevador, está apresentada em (1.3).

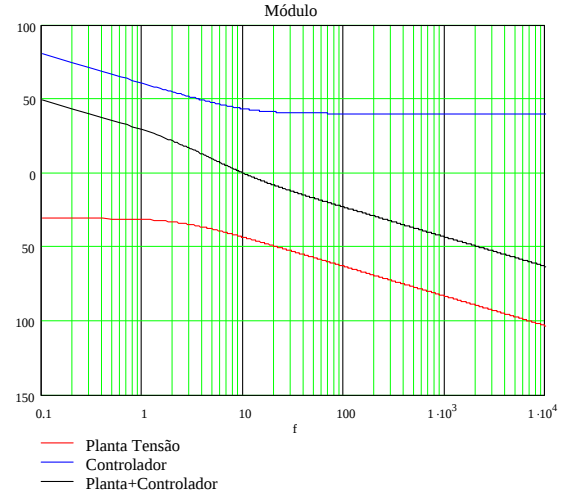


Fig. 10. Gráficos de Módulo referente ao controlador de tensão

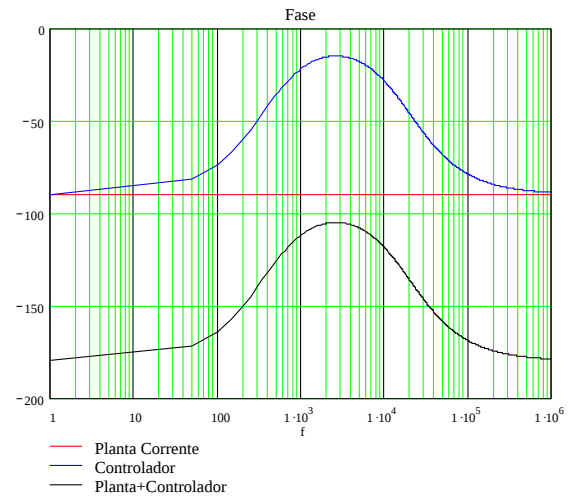


Fig. 11. Gráficos de Fase referentes ao controlador de corrente

$$\frac{I_{in}}{D} = \frac{V_o}{s \cdot L_{in}} \quad (0.3)$$

Onde:

V_o – Tensão de saída

L_{in} – Indutor de entrada

Através da função de transferência pode-se concluir que a planta tem somente um pólo na origem, o que significa que tem erro estático nulo.

O controlador de corrente é um compensador do tipo avanço e atraso de fase, apresentado na Fig. 12, com uma frequência de corte de 4KHz e com uma margem de fase entre 45° a 90° .

A função de transferência do controlador pode ser observada em (1.4).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-(1 + sR_3C_1)}{sR_2(C_1 + C_2) \cdot \left(1 + \frac{sR_3C_2C_1}{C_1 + C_2}\right)} \quad (0.4)$$

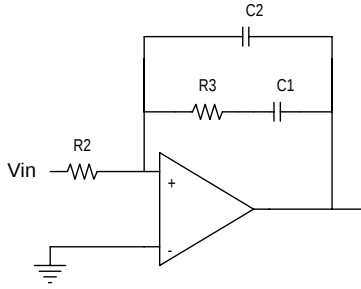


Fig. 12 – Compensador do tipo avanço – atraso de fase

O gráfico apresentado na Fig. 13 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 Fig. 14. Observa-se que a frequência de corte está bem próxima da projetada e que a fase da planta já controlada ficou em torno de 60° .

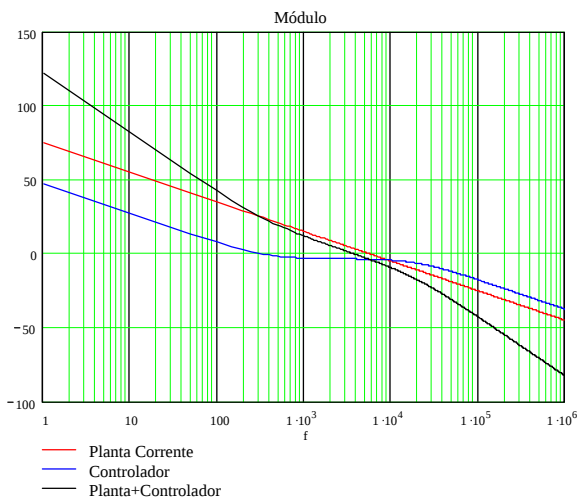


Fig. 13. Gráficos de Módulo referente ao controlador de corrente

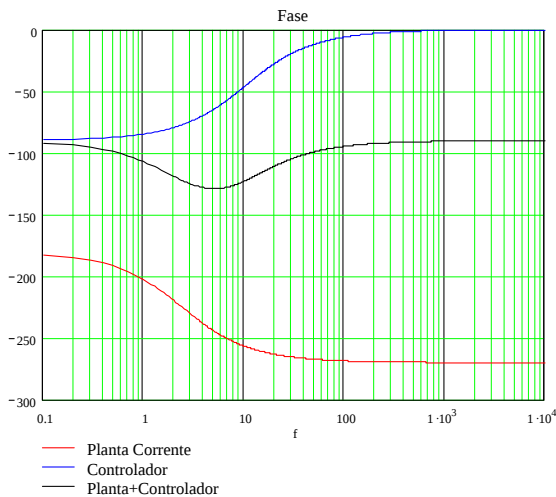


Fig. 14. Gráficos de Fase referentes ao controlador de tensão

A saída do controlador de corrente é enviada para a entrada analógica do microcontrolador PIC16F873 da *Microchip*, o qual é responsável pela determinação da razão cíclica das chaves do conversor.

Na saída do microcontrolador 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.

V. PROCEDIMENTO DE PROJETO

As especificações iniciais do projeto, bem como os principais resultados dos equacionamentos estão apresentados na Tabela I e Tabela II respectivamente.

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

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de comprovar os estudos teóricos, construiu-se um protótipo de 1kVA para conversor proposto, operando com modulação PWM. A especificação dos principais componentes pode ser observada na Tabela III.

Tabela III - Especificação dos Principais Componentes

Q_1, Q_2, Q_a	Interruptores: APT5010B2VR
D_1, D_2, D_a	Diodos Intrínsecos das Chaves
C_1, C_2, C_a	Capacitâncias Intrínsecas das Chaves ($\approx 5nF$)
L_{in}	Indutor de ferrite: IP6-EE65/26, $A_p=51,74cm^2$, $A_w=4,93cm^2$, $nfp=30$, $bitola=23AWG$, 23 espiras, e $lg=0,022cm$.
L_s	Indutor de ferrite: IP6-EE42/20, $nfp=20$, $bitola=23AWG$, 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 Fig. 15 estão apresentados os sinais de comando para as chaves Q_1 , Q_2 e Q_a . As Fig. 16 e Fig. 17 mostram a tensão e a corrente na chave Q_1 e na chave Q_2 respectivamente. De forma semelhante, a Fig. 18 mostra a tensão e a corrente na chave Q_a . Na Fig. 19 é apresentada a

tensão no capacitor C_s . Um detalhe da corrente no indutor L_s pode ser observada na Fig. 20.

A Fig. 21 apresenta a tensão de saída e a corrente de entrada no momento que ocorreu a reversão na corrente. Na Fig. 22 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.

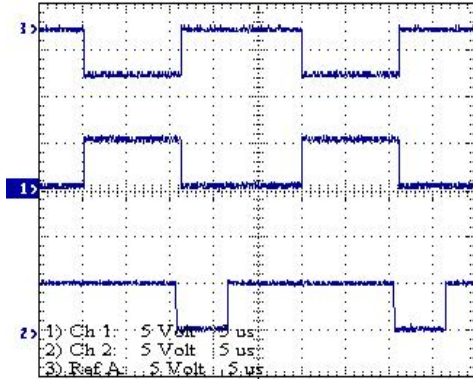


Fig. 15. Sinais OUT 1 (Ch1), OUT 2 (RefA) e OUT A (Ch2) - 5V/div

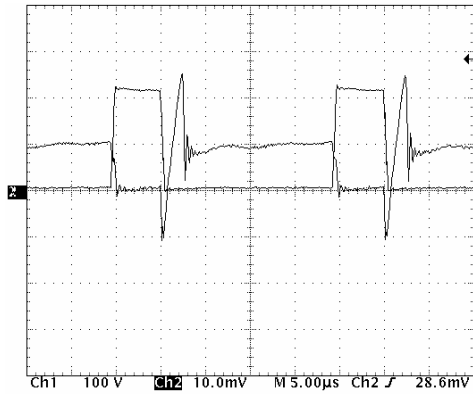


Fig. 16. Tensão (100V/div) e corrente (5A/div) em Q_1

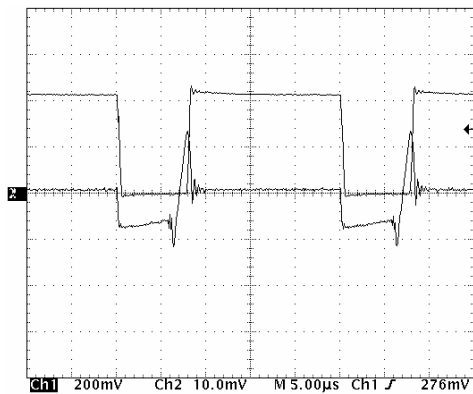


Fig. 17. Tensão (100V/div) e corrente (5A/div) em Q_2

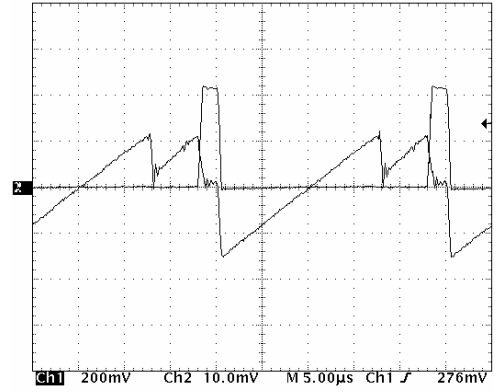


Fig. 18. Tensão (100V/div) e corrente (5A/div) em Q_a

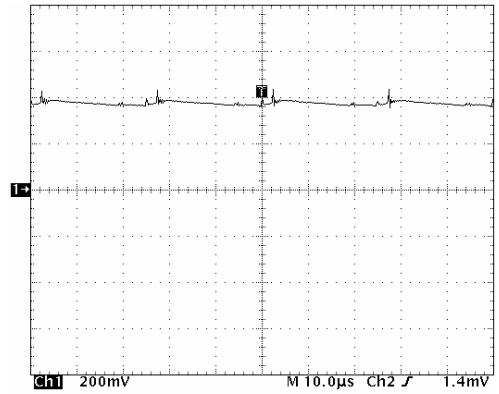


Fig. 19. Tensão (10V/div) no capacitor C_s

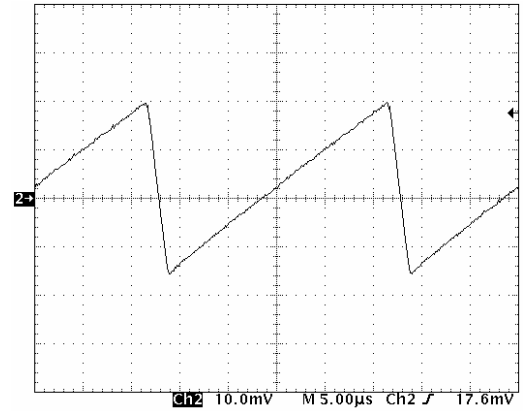


Fig. 20. Corrente (5A/div) no indutor L_s

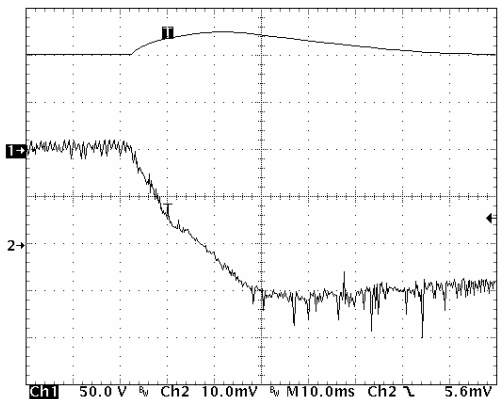


Fig. 21. Tensão de saída (canal 1 - 50V/div) e corrente de entrada (canal 2 - 2A/div)

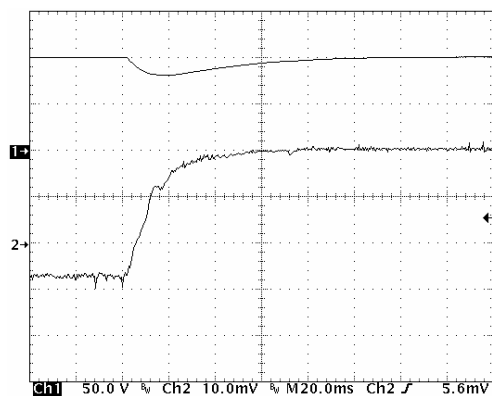


Fig. 22. Tensão de saída (canal 1 - 50V/div) e corrente de entrada (canal 2 - 5A/div)

VII. CONCLUSÃO

O novo 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, pôde ser utilizado pequenos dissipadores, reduzindo 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 permanecesse no seu valor nominal sem grandes oscilações.

Durante os testes de reversibilidade foram obtidos resultados satisfatórios e no momento da reversibilidade verificou-se a mudança do sincronismo da chave Q_a , que ora deve estar sincronizada com Q_1 e ora com Q_2 . E observou-se que este sincronismo ocorreu exatamente conforme o esperado.

Devido a indisponibilidade de equipamentos, não foram realizados testes do conversor em potência nominal, sendo este um dos próximos objetivos a ser alcançado.

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.

VIII. REFERÊNCIAS

- [1] Undeland, T. M., "Switching Stress Reduction in Power Transistor Converters". IEEE Industry Applications Society, 1976, pp. 383-391.
- [2] J. Holtz, S. F. Salama, K. Werner, "A Nondissipative Snubber Circuit for High-Power GTO-Inverters". IEEE Industry Applications 1987, pp. 613-618.
- [3] D. Tardiff; T. H. Barton, "A Summary of Resonant Snubbers Circuits for Transistors and GTOs". IEEE 1989, pp. 1176-1180.
- [4] H.G. Langer, G. Fregien; H.C. Skudelny, "A Low Loss Turn-on Turn-off Snubber for GTO-Inverters". IEEE 1987, pp. 607-612.
- [5] J. A. Taufiq, "Advanced Inverters Drivers For Traction". 1993.
- [6] A. Cheriti, "A Rugged Soft Commutated PWM Inverter for AC Drivers". IEEE PESC 1990, pp. 656-662.
- [7] Foch, M. Cheron, M. Metz, T. Meynard, "Commutation Mechanisms and Soft Commutation in Static Converters". COBEP 91, pp. 338-346.
- [8] Bingen, "High Current and Voltage Transistor Utilization". Proceedings of First European Conference on Power Electronics and Applications, 1985, pp. 1.15-1.20.
- [9] W. McMurray, "Resonant Snubbers with Auxiliary Switches". Conference Records of IEEE IAS Annual Meeting, 1990, pp. 829-834.
- [10] R. W. De Doncker, J. P. Lyons, "The Auxiliary Resonant Commuted Pole Converter". Conference Records of IEEE IAS Annual Meeting, 1990, pp. 1228-1235.
- [11] Bassett, "New Zero Voltage Switching, High Frequency Boost Converter Topology for Power Factor Correction". INTELELEC'95, pp 813-820.
- [12] Pietkiewicz, D. Tollik, "New High Power Single-Phase Power Factor Corrector with Soft-Switching". INTELEC'96, pp 114 - 119.
- [13] Mezaroba, Marcello, "Um Novo Inversor Meia Ponte ZVS PWM Com Grampeamento Ativo". PESC2001.