

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

MARCELLO MEZARоба, PRISCILA DOS SANTOS GARCIA GIACOMINI

*Laboratório de Eletrônica de Potência, Departamento de Engenharia Elétrica, UDESC
Campus Universitário Prof. Avelino Marcante s/n, Bom Retiro, Joinville, SC, Brasil, CEP: 89223-100
E-mails: {mezaroba, priscila}@joinville.udesc.br*

Abstract — This paper presents a regenerative step-up/step-down *DC-DC* converter with active clamping and soft commutation control. The losses in the switches are reduced due to the implementation of a simple active snubber circuit that provides *ZVS* conditions to all the switches of the converter, also in the auxiliary. This converter uses two controllers, a current and one voltage controller. Besides, there's a microcontroller creating the PWM signals. The control's main advantage is the stability that this one provides at the output voltage of the converter, keeping the voltage constant even under load steps.

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

Resumo — Este artigo apresenta o controle do 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 *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 micro controlador que é responsável pela geração dos sinais *PWM*'s enviados as chaves. A principal vantagem do controle é a estabilidade que este proporciona a tensão de saída do conversor, mantendo-a constante mesmo quando sob degraus de carga.

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

1 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 objetivo principal projetar o controle para um conversor que tem como característica 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.

1.1 Topologia Alternativa para o Circuito de Potência

A topologia clássica do circuito de potência de um *AVG* pode ser observada na Figura 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 Figura 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.

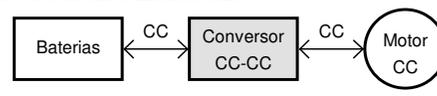


Figura 1 - Topologia de potência clássica de um *AGV*

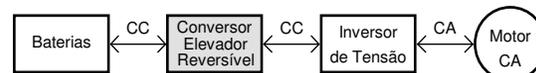


Figura 2 - Topologia alternativa de potência para um *AGV*

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.

2 Consideração sobre a comutação das chaves

As arquiteturas que utilizam chaves em braço possuem algumas características peculiares. No momento da entrada em condução, o interruptor princi-

pal 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 (Underland, 1976), (Holtz, Salama e Werner, 1987), (Tardiff e Barton, 1989), (Langer, Fregien e Skudelny, 1987) e (Taufiq, 1993) e técnicas ativas (Cheriti, 1990), (Foch, Cheron, Metz e Meynard, 1991), (Bigen, 1985), (McMurray, 1990) e (Doncker e Lyons, 1990). 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 (Bassett, 1995), (Pietkiewicz e Tollik, 1996) e (Mezaroba, Martins e Barbi, 2004).

Nesse artigo, é proposto o controle para um conversor elevador / abaixador ZVS PWM com grameamento ativo. A estrutura proposta consiste em dois controladores: um controlador de corrente, o qual controla a corrente de entrada, e um controlador de tensão para manter a tensão de saída no valor determinado.

3 Descrição da Planta

O circuito do conversor proposto está apresentado na Figura 3. As etapas de operação e formas de onda teóricas não serão apresentadas neste artigo, podendo ser consultadas em (Mezaroba e Scholtz, 2005).

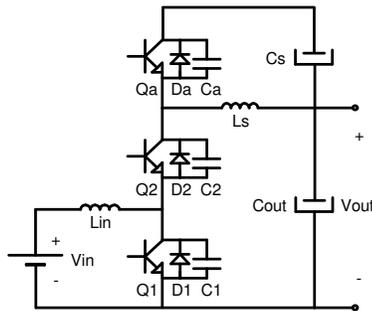


Figura 3 – Circuito do Conversor ZVS Regenerativo

Este conversor 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 grameamento da tensão em todas as chaves. O indutor L_s é responsável pelo controle da derivada de corrente na recuperação reversa dos diodos (Mezaroba e Scholtz, 2005). A Figura 4 e Figura 5 ilustram os comandos

das chaves para os modos elevador e abaixador respectivamente.

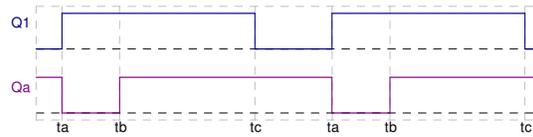


Figura 4 - Comando das Chaves (Modo Boost)

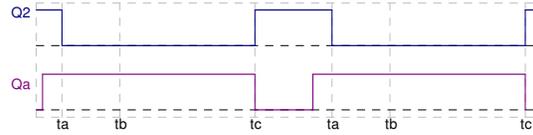


Figura 5 - Comando das Chaves (Modo Buck)

O snubber ativo é responsável por proporcionar a comutação suave ao conversor. Para que a comutação funcione perfeitamente, a chave Q_a ora deve estar sincronizada com a chave Q_1 , quando o conversor opera no modo boost, ora com a chave Q_2 , quando ocorre a reversão e o conversor passa a operar no modo buck.

4 Controle

Para garantir uma boa performance do conversor em questão foram implementados dois controladores. Um controlador de corrente e um controlador de tensão. O diagrama de blocos da estrutura de controle pode ser observado através da Figura 6.

4.1 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 CC.

O controlador projetado deve corrigir o erro estático da planta. Este erro pode ser corrigido com um controlador do tipo proporcional-integral com frequência uma década abaixo da frequência de ondulação da rede (120 Hz). 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 -10 dB.

A função de transferência da planta de tensão do conversor pode ser observada em (1).

$$\frac{V_0(s)}{I_{Lin}(s)} = \frac{R_o \cdot (1-D)}{1 + s \cdot C_{out} \cdot R_o} \quad (1)$$

Onde:

R_o – Resistor de carga

D – Razão cíclica

C_{out} – Capacitor de saída

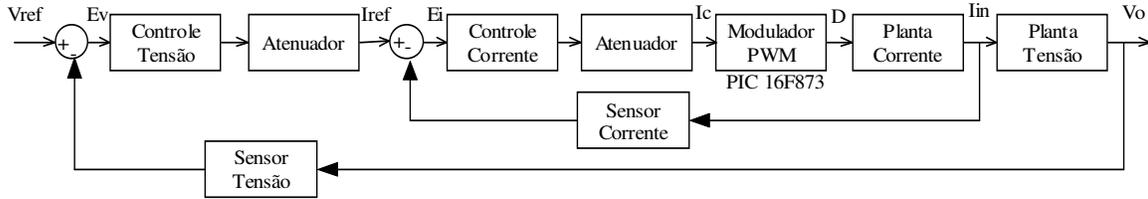


Figura 6 – Diagrama de Blocos

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) apresentado na Figura 7.

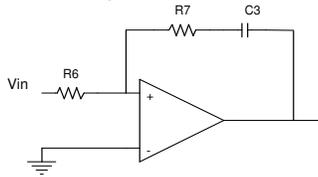


Figura 7 – Controlador Proporcional - Integral

A equação (2) apresenta a função de transferência do controlador.

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{-(1 + s \cdot R_7 \cdot C_3)}{s \cdot R_6 \cdot C_3} \quad (2)$$

As curvas de módulo referentes à planta de tensão, ao controlador e a planta de tensão controlada estão apresentadas na Figura 8. Pode-se observar que a frequência de corte está em aproximadamente 12 Hz. Através dos gráficos de fase, apresentado na Figura 9, pode-se afirmar que a fase é de aproximadamente 75°, permanecendo dentro da faixa desejada.

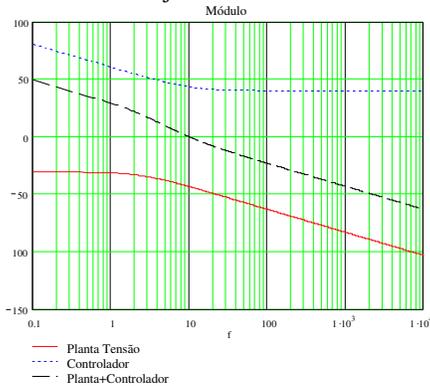


Figura 8 - Gráficos de Módulo do controlador de tensão

4.2 Controlador de Corrente

O controlador de corrente monitora a corrente de entrada e obtém um sinal de tensão através de um resistor shunt.

A função da planta de corrente, considerando o conversor elevador, está apresentada em (3).

$$\frac{I_{in}}{D} = \frac{V_{out}}{s \cdot L_{in}} \quad (3)$$

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.

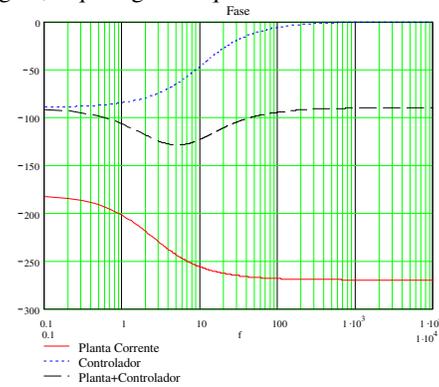


Figura 9 – Gráficos de Fase referentes ao controlador de tensão

No entanto, apenas com um pólo na origem, torna a planta instável, visto que a planta cruzaria a frequência de corte com uma inclinação de -40 dB/dec. Com a alocação de um pólo e um zero na função de transferência do compensador, faz com que a função de transferência de laço aberto apresente erro nulo e cruze a frequência de corte com uma inclinação de -20dB/dec, voltando a estabilizar o sistema.

O controlador de corrente escolhido é um compensador do tipo avanço e atraso de fase, apresentado na Figura 10. 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°.

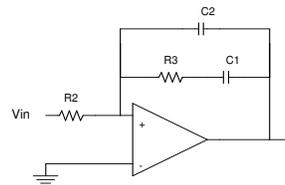


Figura 10 – Compensador do tipo avanço – atraso de fase

A função de transferência do controlador pode ser observada em (4).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-(1+sR_3C_1)}{sR_2(C_1+C_2) \cdot \left(1 + \frac{sR_3C_2C_1}{C_1+C_2}\right)} \quad (4)$$

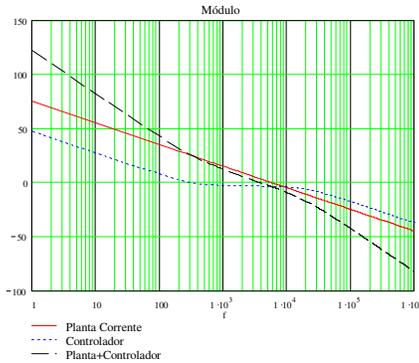


Figura 11 - Gráficos de Módulo do controlador de corrente

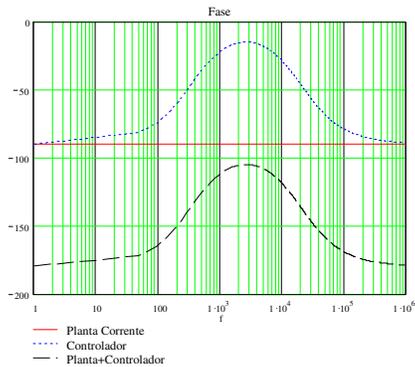


Figura 12- Gráficos de Fase do controlador de corrente

O gráfico apresentado na Figura 11 mostra as curvas da planta de corrente sem o controlador, do controlador e da planta já controlada. Observa-se que a frequência de corte está bem próxima da projetada e foi verificado que a fase da planta já controlada ficou em torno de 60°, como pode ser observado através da Figura 12.

4.3 Modulador PWM

Para gerar os sinais PWM's foi utilizado o micro controlador PIC16F873A da *Microchip*. A justificativa para a utilização do micro controlador 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 I.

Tabela I – Especificações do PIC16F873

PIC16F873A (28pinos)	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 saída do controlador de corrente é enviada para a entrada analógica do micro controlador. Após a conversão, o resultado é armazenado no registrador CCPRL1, o qual é responsável pela determinação da razão cíclica. O período do sinal PWM é determinado através do registrador PR2. 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.

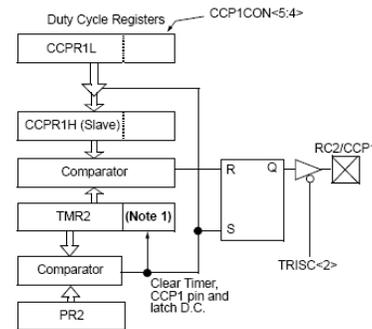


Figura 13 – Esquemático da geração de sinais PWM através do micro controlador

5 PROCEDIMENTO DE PROJETO

As especificações iniciais do projeto e os principais resultados dos equacionamentos estão apresentados na Tabela II e Tabela III respectivamente.

Tabela II – Especificações Iniciais do Projeto

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

Tabela III – 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 Cs
$I_{out} = 5A$	Corrente de Saída
$C_{out} = 475\mu F$	Capacitor de Saída

6 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 IV

Tabela IV - Especificação dos Principais Componentes

Q_1, Q_2, Q_a	Interruptores: <i>APT5010B2VR</i>
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: <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

7 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.

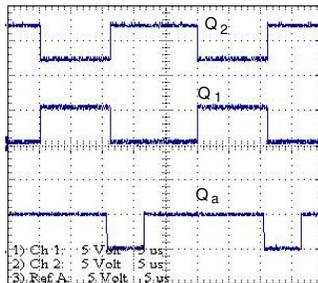


Figura 14 - Sinais OUT 1, OUT 2 e OUT A - 5V/div

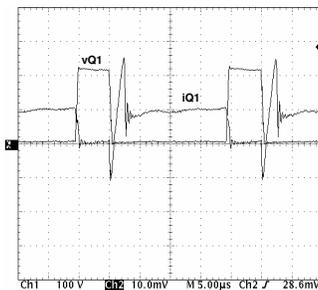


Figura 15 - Tensão (100V/div) e corrente (5A/div) em Q_1

A Figura 15 e Figura 16 mostram a tensão e a corrente na chave Q_1 e 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 conclui-se que ocorre comutação suave em todas as chaves do conversor.

Para testar a estabilidade do controle foram feitos teste com degraus de carga. A Figura 18 apresenta a tensão de saída e a corrente de entrada quando é retirado carga do conversor. Situação semelhante é apresentada na Figura 19, 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.

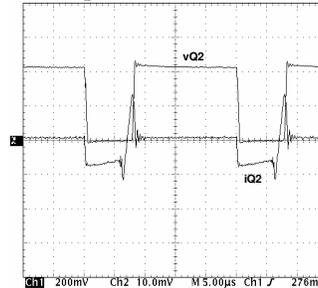


Figura 16 - Tensão (100V/div) e corrente (5A/div) em Q_2



Figura 17 - Tensão (100V/div) e corrente (5A/div) em Q_a

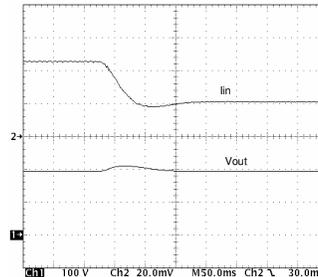


Figura 18 - Tensão na saída (100V/div) e corrente na entrada (4A/div)

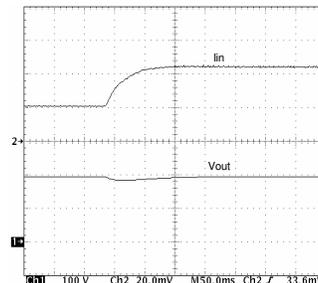


Figura 19 - Tensão na saída (100V/div) e corrente na entrada (4A/div)

Outro teste importante 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.

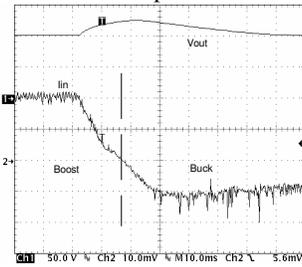


Figura 20 - Tensão de saída (50V/div) e corrente de entrada (2A/div)

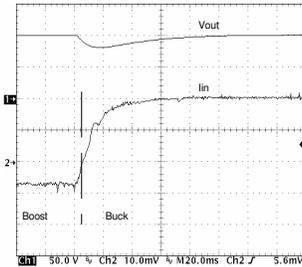


Figura 21 - Tensão de saída (50V/div) e corrente de entrada (5A/div)

Para concluir, foi traçado uma curva de rendimento do conversor CC-CC. Esta curva está apresentada na Figura 22. Pode-se perceber que o rendimento para potências próximas a nominal é maior que 90%.

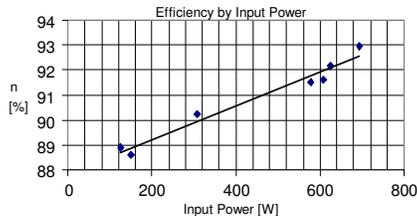


Figura 22 - Rendimento do Conversor

8 CONCLUSÃO

O controle proposto para o conversor regenerativo ZVS com modulação PWM apresentado neste artigo atende as especificações do projeto. O conversor apresenta 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. O comportamento do controle no momento da reversão também se mostrou eficiente. 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.

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

Referências Bibliográficas

- Bassett, J.A. (1995) New Zero Voltage Switching, High Frequency Boost Converter Topology for Power Factor Correction. *INTELELEC'95*, pp 813-820.
- Bingen, G. (1985). High Current and Voltage Transistor Utilization. *Proceedings of First European Conference on Power Electronics and Applications pp. 1.15-1.20*.
- Cheriti, A. (1990). A Rugged Soft Commutated PWM Inverter for AC Drivers. *IEEE PESC*, pp. 656-662.
- Doncker, R. W., e Lyons, J. P. (1990) The Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter. *Conference Records of IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 1228-1235.
- Foch, H., Cheron, Y., Metz, M., Meynard, T. (1991). Commutation Mechanisms and Soft Commutation in Static Converters. *COBEP 91*, pp. 338-346.
- Holtz, J., Salama, S. F. e Werner, K. (1987). A Nondissipative Snubber Circuit for High-Power GTO-Inverters. *IEEE Industry Applications*, pp. 613-618.
- Langer, H.G., Fregien, G. e Skudelny, H.C. (1987). A Low Loss Turn-on Turn-off Snubber for GTO-Inverters. *IEEE*, pp. 607-612.
- Mcmurray, W. (1990). Resonant Snubbers with Auxiliary Switches. *Conference Records of IEEE IAS Annual Meeting pp. 829-834*.
- Mezaroba, M., Martins, D. C. e Barbi, I. (2004) Novo Inversor ZVS PWM com Grampeamento Ativo Utilizando um Único Interruptor Auxiliar. *Revista Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP)*. Ilha Solteira-SP, v.9, n.2, p.45-51.
- Mezaroba, M. e Scholtz, J. S. (2005). New Zvs Pwm Step-Up/Step-Down Dc-Dc Converter With Active Clamping Technique. *VIII Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*. Recife.
- Pietkiewicz, A. Tollik, D. (1996). New High Power Single-Phase Power Factor Corrector with Soft-Switching. *INTELEC'96*, pp 114 - 119.
- Tardiff, D. e Barton, T. H. (1989). A Summary of Resonant Snubbers Circuits for Transistors and GTOs. *IEEE*, pp. 1176-1180.
- Taufiq, J. A. (1993). Advanced Inverters Drivers for Traction.
- Undeland, T. M. (1976). Switching Stress Reduction in Power Transistor Converters. *IEEE Industry Applications Society*. pp. 383-391.