

CONVERSOR CC-CA PARA AMPLIFICAÇÃO DE FORMAS DE ONDA GENÉRICAS EMPREGANDO SNUBBER REGENERATIVO

Alessandro Luiz Batschauer¹, Joselito Anastácio Heerdt¹ e Marcello Mezaroba¹

¹Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC
Caixa Postal 631, CEP: 89223 – 100, Joinville, SC, Brasil.

batschauer@joinville.udesc.br, jaheerdt@joinville.udesc.br, mezaroba@joinville.udesc.br

Resumo – Este artigo apresenta um inversor ponte completa com modulação PWM a três níveis que utiliza um snubber regenerativo. Esta estrutura mostrou-se muito atrativa pela sua simplicidade, robustez, alta densidade de potência e pelo elevado rendimento, fruto do controle das derivadas de corrente e tensão nos interruptores. Princípio de operação do conversor, especificações de projeto e resultados experimentais são apresentados.

Keywords – Amplificador Classe D, Inversor, Modulação 3 Níveis, Snubber Regenerativo.

I. INTRODUÇÃO

Os conversores responsáveis pela conversão de energia em corrente contínua para corrente alternada, comumente denominados “Inversores”, são responsáveis por acionamentos nas mais diversas áreas de aplicação e diversos níveis de potência. Dentre essas aplicações destacam-se as fontes ininterruptas de energia, carros elétricos, amplificadores de áudio (classe D), entre outros.

Em algumas aplicações, a utilização de inversores em meia-ponte torna-se inviável devido à necessidade de fontes com ponto médio e de interruptores com tensão de bloqueio elevada. Tem-se ainda, a impossibilidade de empregar modulações mais elaboradas, como a modulação a três níveis. Nestes casos, a utilização de inversores em ponte completa se faz necessária.

Outra aplicação de destaque atualmente é a utilização dos inversores como uma fonte de tensão alternada programável, permitindo ao usuário definir em sua saída uma tensão livre de componentes harmônicos, ou ainda, que este emule uma rede CA real com os componentes harmônicos que desejar. Para tal feito, é imprescindível que o inversor tenha uma larga resposta em frequência, tão ampla quanto maior forem as derivadas de saída exigidas.

Nos anos recentes fora demandado um grande esforço por parte dos pesquisadores de todo o mundo na tentativa de reduzir o conteúdo harmônico e o ruído audível na saída de inversores. Essa medida traz benefícios, como a redução do peso e volume dos elementos magnéticos, mas passa a criar algumas dificuldades como as elevadas perdas por comutação que degradam a eficiência do conversor e o surgimento de interferência eletromagnética. Esses fatores ocorrem principalmente em topologias inversoras que utilizam as configurações de interruptores em braço.

Nessas topologias, na entrada em condução, o interruptor principal faz com que ocorra o fenômeno de recuperação reversa do diodo antiparalelo do interruptor complementar. Esse fenômeno caracteriza-se por submeter os interruptores a

grandes derivadas e picos de corrente, que elevam as perdas por comutação e causam interferência eletromagnética.

Para sanar esse problema, diversos trabalhos foram desenvolvidos pela comunidade científica nos últimos anos e podem ser divididos em dois grupos: Técnicas Passivas e Técnicas Ativas.

Esse trabalho apresenta um inversor em ponte completa que opera com comutação suave empregando o snubber de Undeland modificado. Um rendimento mais elevado é obtido operando este snubber em conjunto com um conversor buck-boost em condução descontínua, para regenerar a energia armazenada no capacitor de grameamento.

II. APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO PROPOSTO

O snubber de Undeland é referência quase obrigatória nos comparativos envolvendo inversores com comutação suave empregando técnicas passivas. Este é amplamente conhecido pelas suas qualidades e por comprometer o rendimento do circuito, devido à dissipação existente no resistor que fica submetido à tensão do capacitor de grameamento.

Este snubber é composto por um indutor (L_S), cuja função é diminuir a derivada de corrente e a corrente de pico nos interruptores, capacitores (C_{S1} , C_{S2}), que auxiliam no controle da derivada de tensão nos interruptores, do capacitor (C_g), que armazena a energia extraída da comutação, do resistor (R_g), que dissipa a energia armazenada no capacitor (C_g), e diodos (D_{S1} , D_{S2} , D_{S3} , D_{S4}).

Visando melhorar o rendimento do snubber de Undeland vários pesquisadores propuseram algumas alterações, como o emprego de transformadores e conversores CC-CC para regenerar a energia dissipada no resistor.

Na Fig. 1 é apresentado o inversor com o snubber de Undeland modificado e o conversor buck-boost destinado a regenerar a energia, anteriormente dissipada em “ R_g ”. Salienta-se que com a inclusão do conversor buck-boost o resistor “ R_g ” não é mais necessário no circuito

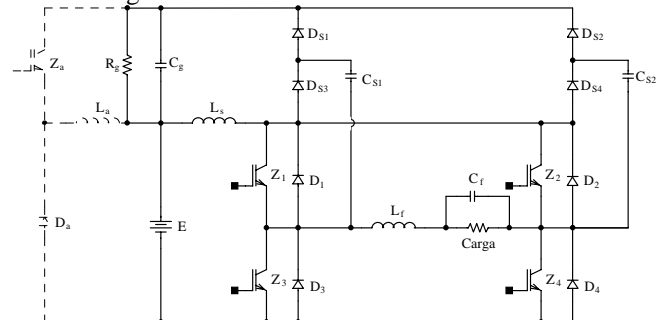


Fig. 1. Conversor CC-CA com o snubber de Undeland modificado e com o conversor buck-boost para regeneração

Cabe ressaltar a opção pelo uso da modulação PWM a três níveis no inversor proposto, pois esta apresenta baixa distorção harmônica, quando comparada à modulação a dois níveis, e provê na carga uma frequência duas vezes mais alta que a frequência de comutação nos interruptores. Isto resulta um sinal de saída com uma banda mais larga, bem como indutor e capacitor reduzidos no filtro de saída, quando comparado com um inversor de mesma frequência e modulação a dois níveis. Para se obter com modulação a dois níveis as mesmas características no filtro de saída, ter-se-ia uma potência dissipada nos interruptores bem superior, devido à comutação.

III. ANÁLISE DO INVERSOR EM PONTE COMPLETA COM O SNUBBER DE UNDELAND

O inversor em ponte completa com o snubber de Undeland e modulação a três níveis apresenta 14 etapas de operação. Para simplificar a análise serão adotadas as seguintes considerações: uma fonte de corrente constante substituirá a carga o filtro de saída e uma fonte de tensão constante ocupará o lugar do capacitor “ C_g ”.

1ª Etapa de Operação $t_1 \leq t \leq t_2$:

Os interruptores “ Z_1 ” e “ Z_4 ” estão conduzindo. Na carga tem-se aplicada à tensão da fonte de entrada “ E ” e a corrente do indutor “ L_s ” igual à de carga. Durante esta etapa ocorre à transferência de energia da entrada para a carga.

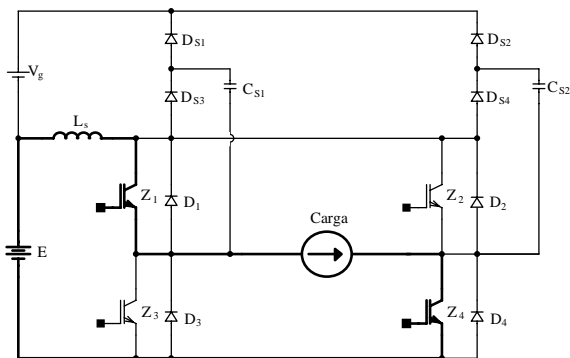


Fig. 2 Primeira etapa de operação

2ª Etapa de Operação $t_2 \leq t \leq t_3$:

Quando o interruptor “ Z_1 ” é comandado a bloquear o diodo “ D_{S3} ” e o capacitor “ C_{S1} ” assume a corrente de carga, carregando o capacitor de zero até “ $E+V_g$ ”.

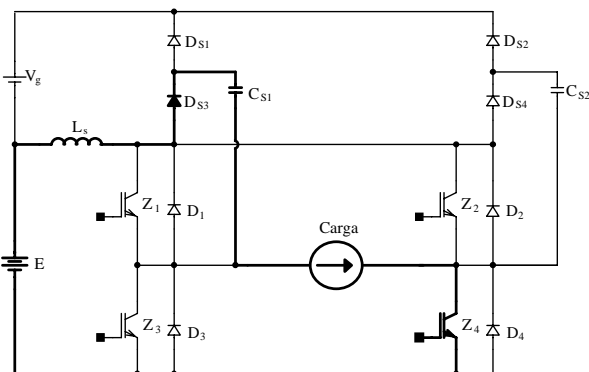


Fig. 3 Segunda etapa de operação

3ª Etapa de Operação $t_3 \leq t \leq t_4$:

Nesta etapa a corrente de carga encontra-se em roda livre através de “ D_3 ” e “ Z_4 ”, aplicando tensão nula na carga. Os diodos “ D_{S1} , D_{S2} , D_{S3} , D_{S4} ” propiciam um caminho para a desmagnetização do indutor “ L_s ”, que entrega sua energia para a fonte “ V_g ”.

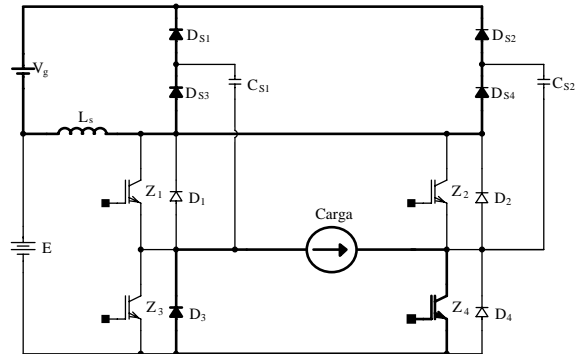


Fig. 4 Terceira etapa de operação

4ª Etapa de Operação $t_4 \leq t \leq t_5$:

Com a completa desmagnetização de “ L_s ” tem-se, nesta etapa, apenas a corrente de carga mantendo-se em roda livre.

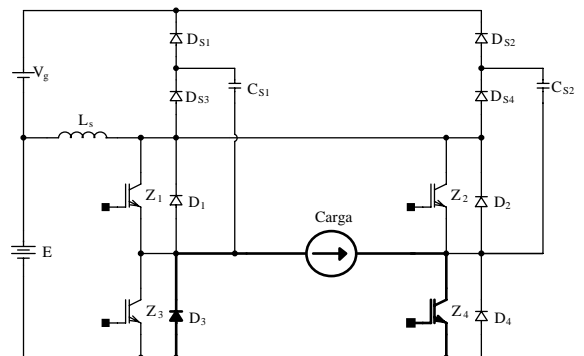


Fig. 5 Quarta etapa de operação

5ª Etapa de Operação $t_5 \leq t \leq t_6$:

A entrada em condução de “ Z_1 ” proporciona a carga dois caminhos de roda livre, “ Z_1 ” com “ D_2 ” e “ D_3 ” com “ Z_4 ”, repartindo a corrente igualmente entre os interruptores “ $I_C/2$ ”. Nesta etapa a corrente no indutor “ L_s ” é linear e crescente se igualando a corrente de carga ao final da etapa. Neste instante ocorre o bloqueio dos diodos “ D_2 ” e “ D_3 ”.

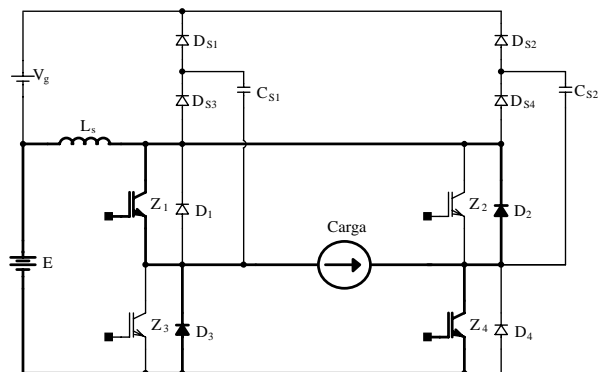


Fig. 6 Quinta etapa de operação

6ª Etapa de Operação $t_6 \leq t \leq t_7$:

Nesta etapa o capacitor “C_{S1}” é descarregado de “E+V_g” até zero com a corrente do indutor “L_S” menos a corrente de carga. Completada a descarga de “C_{S1}” encerra-se a sexta etapa de operação.

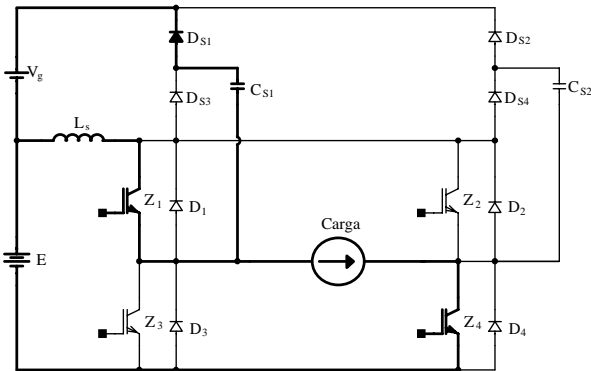


Fig. 7 Sexta etapa de operação

7ª Etapa de Operação $t_7 \leq t \leq t_8$:

Durante a sétima etapa os diodos “D_{S1}, D_{S2}, D_{S3}, D_{S4}” desmagnetizam completamente o indutor “L_S” restaurando sua energia para a fonte “V_g”.

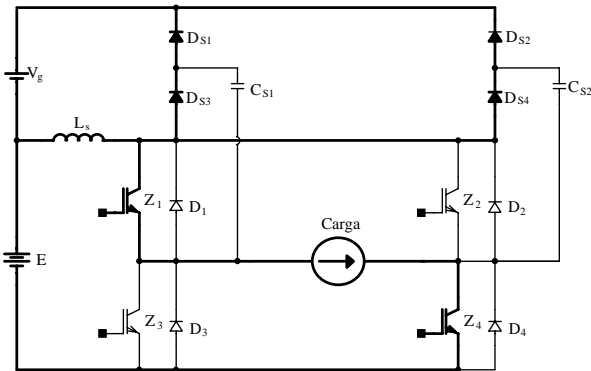


Fig. 8 Sétima etapa de operação

8ª Etapa de Operação $t_8 \leq t \leq t_9$:

A oitava etapa é semelhante à primeira, onde a carga recebe energia fonte de entrada e a corrente em “L_S” é igual a de carga.

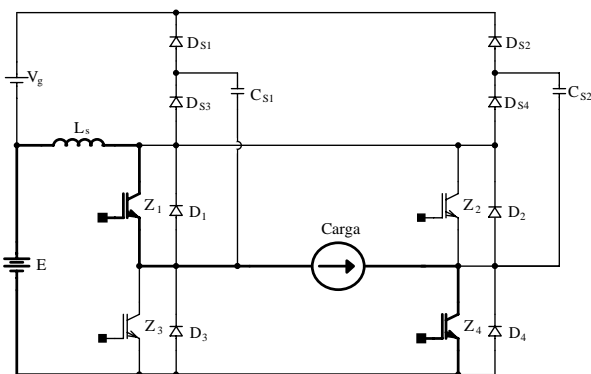


Fig. 9 Oitava etapa de operação

9ª Etapa de Operação $t_9 \leq t \leq t_{10}$:

O interruptor “Z₄” é comanda a bloquear fazendo com que o capacitor “C_{S2}” seja descarregado com a corrente de carga, de “E+V_g” até zero, através do diodo “D_{S3}”.

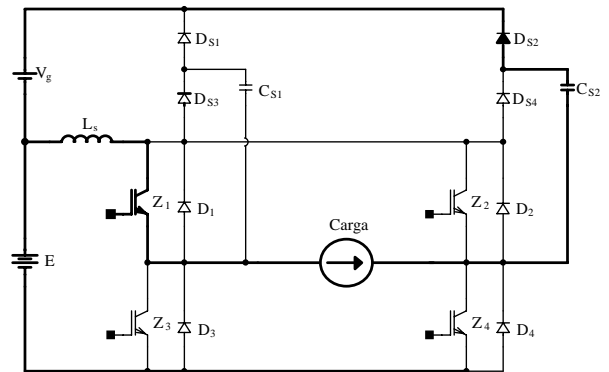


Fig. 10 Nona etapa de operação

10ª Etapa de Operação $t_{10} \leq t \leq t_{11}$:

Nesta etapa a corrente de carga encontra-se em roda livre através de “Z₁” e “D₂”, aplicando tensão nula na carga. Os diodos “D_{S1}, D_{S2}, D_{S3}, D_{S4}” propiciam um caminho para a desmagnetização do indutor “L_S”, que entrega energia para a fonte “V_g”.

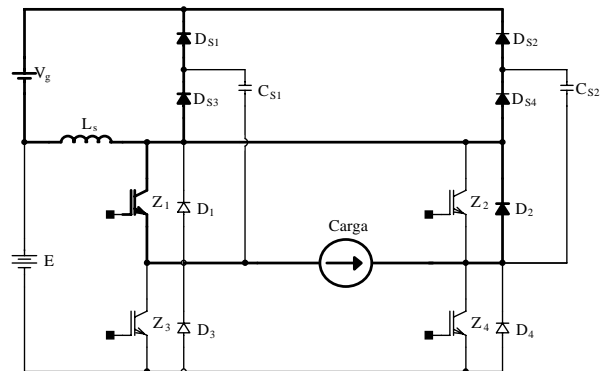


Fig. 11 Décima etapa de operação

11ª Etapa de Operação $t_{11} \leq t \leq t_{12}$:

Após a completa desmagnetização do indutor “L_S” a carga é mantida com tensão nula, efetuando roda livre por “Z₁” e “D₂”. Não há transferência de energia nesta etapa.

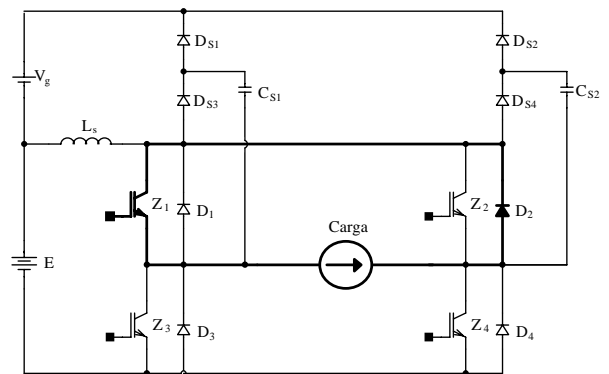


Fig. 12 Décima primeira etapa de operação

12ª Etapa de Operação $t_{12} \leq t \leq t_{13}$:

A décima segunda etapa de operação inicia com a entrada em condução de “Z₄”. A carga mantém-se em roda livre através de “Z₁, D₂, D₃ e Z₄”. Nos transistores a corrente parte de “I_C/2” e cresce linearmente até se igualar a corrente de carga, enquanto nos diodos a corrente decresce de “I_C/2” para zero, resultando no bloqueio dos mesmos. Esta etapa finda no instante que a corrente do indutor “L_S” se iguala a corrente de carga.

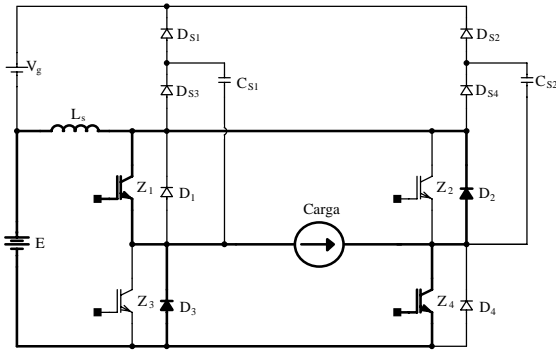


Fig. 13 Décima segunda etapa de operação

13ª Etapa de Operação $t_{13} \leq t \leq t_{14}$:

Durante esta etapa ocorre a carga do capacitor “C_{S2}” desde zero até “E+V_g”. Esta carga é efetuada através do diodo “D_{S4}” com a corrente do indutor “L_S” menos a corrente de carga.

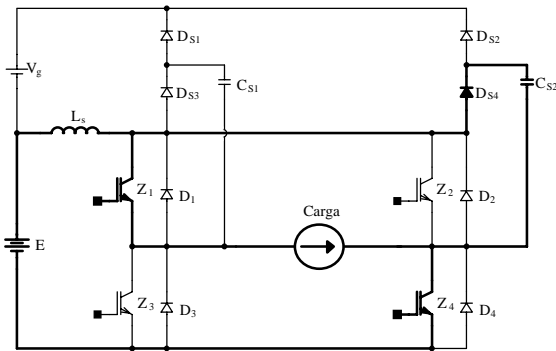


Fig. 14 Décima terceira etapa de operação

14ª Etapa de Operação $t_{14} \leq t \leq t_{15}$:

Na última etapa de operação os diodos “D_{S1}, D_{S2}, D_{S3}, D_{S4}” desmagnetizam completamente o indutor “L_S” restaurando sua energia para a fonte “V_g”

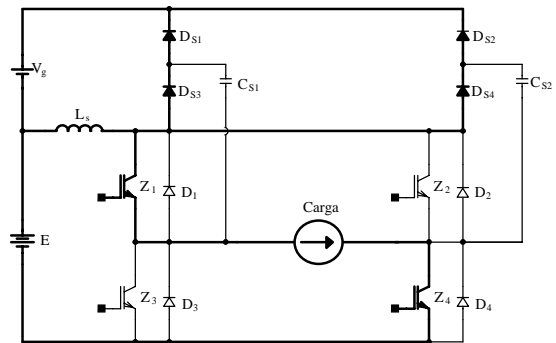


Fig. 15 Décima quarta etapa de operação

Na Fig. 16 podem ser visualizadas as principais formas de onda do inversor em ponte completa, com modulação a três níveis e o snubber de Undeland.

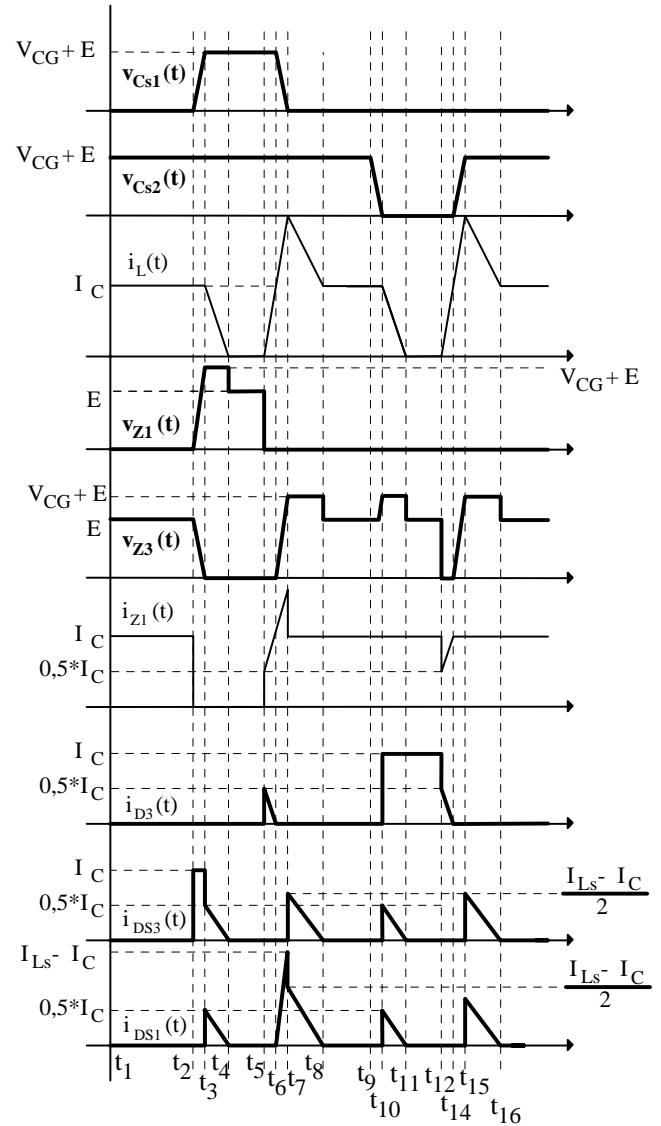


Fig. 16. Formas de onda do conversor inversor em ponte completa com snubber de Undeland

IV. ANÁLISE DO CIRCUITO PROPOSTO PARA REGENERAÇÃO DE ENERGIA

Com o emprego do conversor Buck-Boost, operando em condução descontínua, é possível devolver a energia acumulada no capacitor “C_g” para a fonte de entrada. Optou-se pelo conversor operando no modo de condução descontínua para facilitar sua implementação, pois, nesta condição, tem-se o indutor menor e a possibilidade de operação em malha aberta. Isto resulta em um circuito de comando para o interruptor “Z_a” muito simples, utilizando frequência de comutação e razão cíclica fixas, podendo assim até aproveitar a portadora do circuito de comando do inversor.

O conversor buck-boost tem sua operação independente do inversor e, em condução descontínua, apresenta 3 etapas de operação descritas a seguir:

1ª Etapa de Operação $0 \leq t \leq t_c$:

Nesta etapa tem-se a condução do interruptor “Z_a” e a transferência de energia do capacitor “C_g” para o indutor. A tensão no indutor é “V_g” e sua corrente é linear e crescente desde zero até um valor máximo “I_{Max}”. Este etapa se encerra com o bloqueio de “Z_a”.

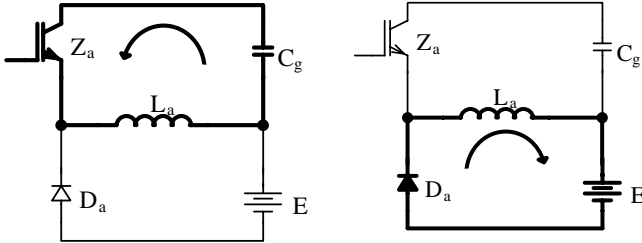


Fig. 17. Primeira e segunda etapa de operação.

2ª Etapa de Operação $t_c \leq t \leq t_c + t_o$:

O bloqueio do interruptor principal força a entrada em condução do diodo “D_a”, que criando um caminho para circulação de corrente do indutor para a fonte E. A corrente nesta etapa é linear e decrescente desde “I_{Max}” até zero, resultado na transferência de energia do indutor para “E”.

3ª Etapa de Operação $t_c + t_o \leq t \leq T$:

Quando a corrente no indutor se anula, não há mais transferência de energia no circuito e este apenas aguarda o reinício do ciclo.

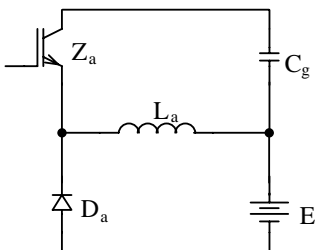


Fig. 18. Terceira etapa de operação.

As formas de onda básicas do conversor buck-boost em condução descontínua podem ser observadas na Fig. 19.

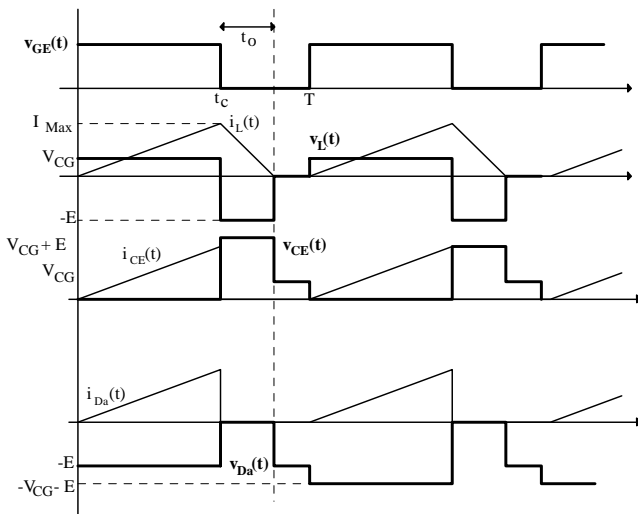


Fig. 19. Formas de onda do conversor Buck-Boost

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para comprovar os estudos teóricos foi construído um protótipo de laboratório, de 3.500W, os quais podem ser obtidos a partir de 135V_{RMS}.

A. Especificações de Projeto:

Este inversor deverá atingir uma frequência de saída de 1kHz, porém sua banda passante deve ser bem maior, possibilitando a reprodução de sinais com grande conteúdo harmônico.

- $E = 400V \Rightarrow$ Tensão de entrada;
- $f_s = 100kHz \Rightarrow$ Frequência de comutação;
- $V_{o\ RMS_Max} = 270V \Rightarrow$ Tensão eficaz máxima de saída;
- $I_{o\ RMS_Max} = 26A \Rightarrow$ Corrente eficaz máxima de saída;
- $P_o = 3,5kW \Rightarrow$ Potência de saída;
- $DC \leq f \leq 1kHz \Rightarrow$ Frequência de saída.

Através de simulações numéricas foram obtidos os esforços nos componentes mostrados na tabela I.

TABELA I
Esforços de tensão e corrente nos componentes

Componentes	Corrente Eficaz [A]	Corrente Média [A]	Máxima Tensão [V]
Z ₁ , Z ₂ , Z ₃ , Z ₄	17	14,1	485
D ₁ , D ₂ , D ₃ , D ₄	10,2	4,6	485
DS ₁ , DS ₂ , DS ₃ , DS ₄	5,6	2	485
C _g	10	-	85V
C _{s1} , C _{s2}	4,7	-	485
L _s	25	(100A pico)	
L _a	4,7	(10,4A pico)	

Baseado nas especificações construiu-se um protótipo para a averiguação dos estudos teóricos. Tomando como referência os esforços obtidos nos componentes, utilizou-se na implementação do inversor os seguintes componentes:

TABELA II
Componentes utilizados no protótipo

Componentes	Tipo	Características
Z _n	IGBT, D. ultrafast	IRGP35B60PD, WARP2, 600V / 35A
Z _a	IGBT	IRGBC30W, WARP, 600V / 30A
D _{Sn}	Ultra-rápido	2 x MUR460, de 600V / 4A
D _a	Ultra-rápido	MUR460, de 600V / 4A
C _g	Eletrolítico	EPCOS, 2 x 470µF / 250V
C _{s1} , C _{s2}	Polipropileno	4,7nF / 2500V
L _s	Ferrite	500nH, EE42/15, 4 esp., 206 x 28AWG
L _a	Ferrite	40µH, EE42/15, 31 esp., 30 x 28AWG

B. Formas de Onda e Análise Harmônica

A Fig. 20 mostra a tensão e a corrente na carga com o inversor operando a 62Hz e fornecendo 2kW a uma carga resistiva.

Na Fig. 21 apresenta-se a análise harmônica do sinal de referência e do sinal de saída em relação as suas respectivas componentes fundamentais. O sinal de referência apresentou

taxa de distorção harmônica de 0,95%, enquanto na saída obtive-se 0,98%.

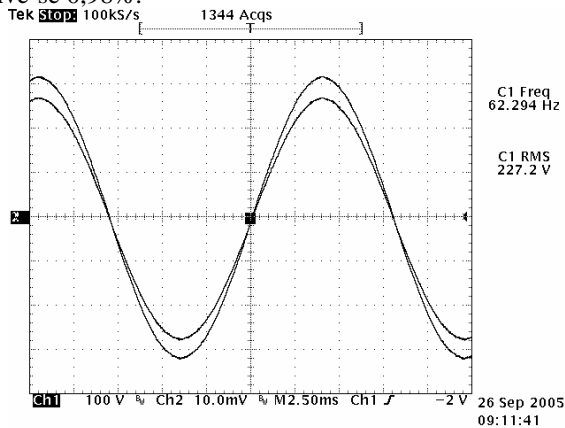


Fig. 20. Tensão (100V/div) e corrente (5A/div) de carga

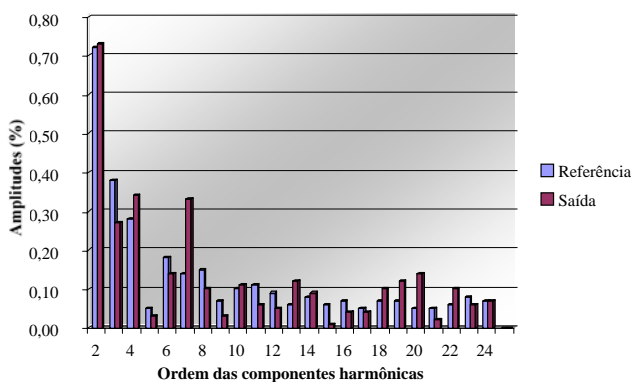


Fig. 21 Componentes harmônicas do sinal de referência e da saída em relação a fundamental

A corrente no indutor do conversor buck-boost é mostrada na Fig. 22. É possível confirmar a descontinuidade da corrente confirmando o modo de operação do conversor CC-CC.

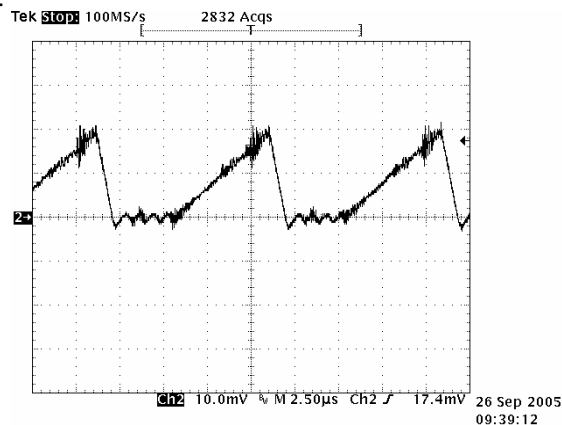


Fig. 22. Corrente (2A/div) no indutor buck-boost (L_a).

A tensão em um interruptor principal do inversor pode ser visualizada na Fig. 23. Observa-se que a tensão sobre o interruptor não ultrapassa os 500V. Vale ressaltar que a tensão de entrada foi mantida em 370V e que foi verificada uma tensão de no máximo 62V no capacitor de grampeamento.

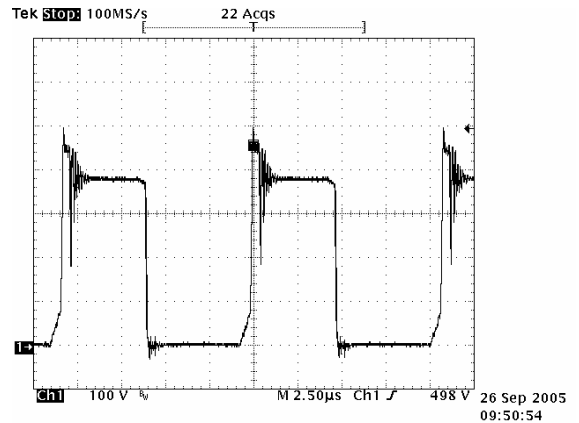


Fig. 23. Tensão (100V/div) em um dos interruptores principais.

Salienta-se que devido à falta de pontos de medição no protótipo implementado não serão apresentadas as formas de onda de corrente nos interruptores.

A corrente no indutor do snubber (L_s), apresentada na Fig. 24, comprova que o snubber diminui a corrente de pico e atenua a derivada de corrente na entrada em condução do interruptor principal, proporcionando uma comutação suave.

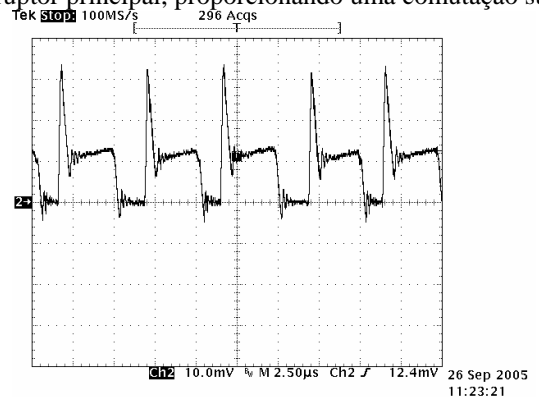


Fig. 24. Corrente (10A/div) no indutor L_s

C. Rendimento e Resposta em Freqüência

O rendimento do inversor, operando com tensão de saída de 270V_{RMS} é apresentado na Fig. 25. Nesta curva é verificado o bom rendimento do inversor, comprovando a eficácia do snubber e do conversor CC-CC utilizado para a regeneração.

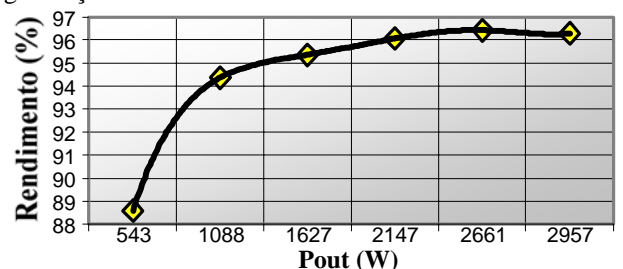


Fig. 25. Rendimento versus potência de saída ($V_{\text{RMS}} = 270\text{V}$)

Verifica-se nas Fig. 26 e Fig. 27, respectivamente o diagrama de ganho e de fase do inversor em função da freqüência. Observa-se que o conversor possui boa banda passante, até aproximadamente 10kHz, sendo que em torno de 5kHz existe um sobressinal de aproximadamente 10%.

Isto se deve a frequência de corte do filtro de saída estar situada nesta frequência.

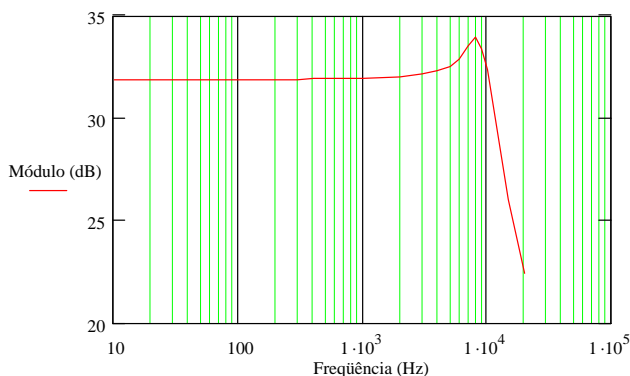


Fig. 26 Ganho do inversor em função da frequência

Pode-se salientar que para frequências até 1kHz a praticamente não há defasagem entre o sinal amplificado e a saída.

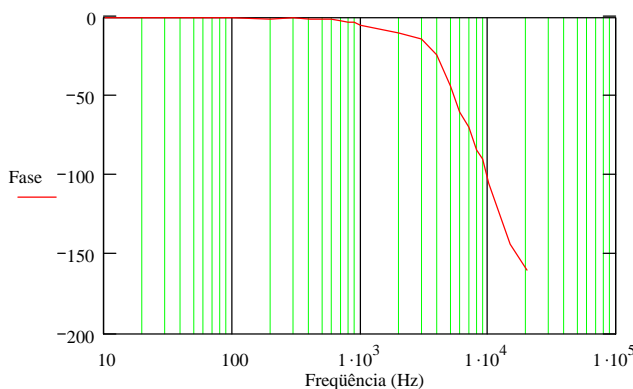


Fig. 27 Fase do inversor em função da frequência

No intuito de comprovar a vocação de amplificador para reproduzir formas de onda genéricas introduziu-se na sua entrada um sinal triangular somado a uma onda quadrada, mostrado na Fig. 28.

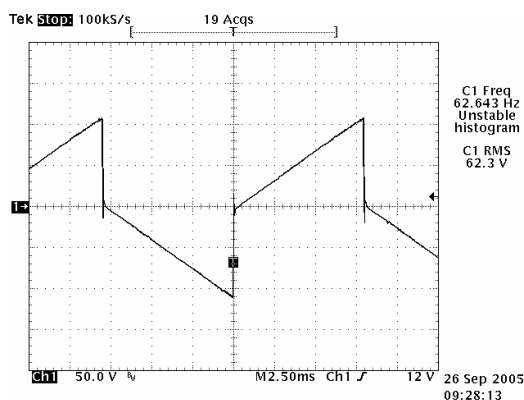


Fig. 28 Forma de onda genérica amplificada.

Pode-se conferir a capacidade do conversor de seguir sinais com grandes derivadas, tornando-o apto a reproduzir sinais com grandes conteúdos harmônicos, reproduzindo em laboratório as formas de onda necessárias para os mais diversos testes.

VI. CONCLUSÃO

Este artigo mostrou um novo inversor em ponte completa PWM, com comutação suave utilizando o snubber de Undeland modificado operando em conjunto com um conversor CC-CC buck-boost para a regeneração de energia. O reduzido número de componentes e simplicidade da estrutura faz com que seja muito interessante para aplicações industriais. Foram apresentadas as etapas de operação e principais formas de onda para o conversor operando com modulação três níveis e com o snubber de Undeland. Também foram mostradas as etapas de operação e as principais formas de onda do buck-boost, bem como os resultados experimentais. As perdas por comutação são muito reduzidas com a implementação do circuito snubber. A tensão no capacitor de grampeamento mostrou-se baixa, privilegiando o dimensionamento dos interruptores, que não vêm grande acréscimo nos seus esforços de tensão. O inversor proposto apresentou um bom rendimento, em torno de 96% para 270V na saída, o que confirma os estudos teóricos. Vale ressaltar que a tensão de saída apresentada possui baixa distorção harmônica e que o conversor se mostrou apto a reproduzir formas de onda com grande conteúdo harmônico, característica esta, que pôde ser comprovada nas formas de onda e na resposta em frequência do conversor.

VII. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] PÉRES, A. “Uma Nova Família de Inversores com Comutação Suave Empregando a Técnica de Grampeamento Ativo”. INEP – UFSC, Florianópolis – SC, 2000.
- [2] MEZAROMA, M; ROMANELI, E. F. R.; BARBI, I. “Inversor Senoidal de Tensão de 2kVA”. INEP – UFSC, Florianópolis – SC, SEP – 1998.
- [3] NASSEIR, J. A., WEINDL, C., HEROLD, G. “Calculation of Overvoltage and Losses in Three Level Inverters with Double Snubber Circuit” EPE, Riga, 2004.
- [4] NASSEIR, J. A., WEINDL, C., HEROLD, G. “An Optimized Snubber Desing for Three Level Inverter Systems” EPE-PEMC, Riga, 2004.
- [5] BARBI, I; “Projetos de Fontes Chaveadas”. Florianópolis: INEP/UFSC 2001
- [6] BARBI, I.; Eletrônica de Potência. Florianópolis: INEP/UFSC, 1997
- [7] BOSE, B. K., “Power Electronics and AC Drivers”. Ed. Prentice Hall; New Jersey; 1987.
- [8] MOHAN N., UNDELAND TORE M., ROBBINS WILLIAM P.. Power Electronics: Converters, Applications, And Design. – 3A EDIÇÃO, Editora Wiley Text Books, 2002.
- [9] ERIKSON, R. W. - Fundaments of Power Electronics, Ed. Chapman & Hall, 1997;
- [10] VAN DER BROECK, H.; LURKENS, P. - Programmable AC power source; Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, 1993., 13-16 Sep 1993 Pages:255 - 260 vol.3
- [11] KAY-SOON LOW. A DSP-based variable AC power source; IEEE Transactions on Instrumentation and

Measurement, Volume: 47, Issue: 4, Aug. 1998; Pages:992 – 996.

[12] KAY SOON LOW. A DSP-based single-phase AC power source; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume: 46, Issue: 5, Oct. 1999, Pages:936 – 941.

[13] Shih-Liang Jung; Hsiang-Sung Huang; Meng-Yueh Chang; Ying-Yu Tzou; DSP-based multiple-loop control strategy for single-phase inverters used in AC power sources; Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE, Volume: 1, 22-27 June 1997; Pages:706 - 712 vol.1.

[14] Ying-Yu Tzou; Rong-Shyang Ou; Shih-Liang Jung; Meng-Yueh Chang; High-performance programmable AC power source with low harmonic distortion using DSP-based repetitive control technique; IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 12, Issue: 4, July 1997. Pages:715 – 725.

[15] T. M. Undeland, "Switching Stress Reduction in Power Transistor Converters". IEEE Industry Applications Society 1976, pp. 383-391.

[16] J. Holtz, S. F. Salama, K. Werner, "A Nondissipative Snubber Circuit for High-Power GTO-Inverters". IEEE Industry Applications 1987, pp. 613-618.

[17] D. Tardiff; T.H. Barton, "A Summary of Resonant Snubbers Circuits for Transistors and GTOs" IEEE 1989, pp. 1176-1180.

[18] H.G. Langer, G. Fregien; H.C. Skudelny, "A Low Loss Turn-on Turn-off Snubber for GTO-Inverters". IEEE 1987, pp. 607-612.

[19] A. Cheriti, "A Rugged Soft Commutated PWM Inverter for AC Drivers". IEEE PESC 1990, pp. 656-662.

[20] Foch, M. Cheron, M. Metz, T. Meynard, "Commutation Mechanisms and Soft Commutation in Static Converters". COBEP 91, pp. 338-346.

[21] Bingen, "High Current and Voltage Transistor Utilization". Proceedings of First European Conference on Power Electronics and Applications, 1985, pp. 1.15-1.20.

[22] W. McMurray, "Resonant Snubbers with Auxiliary Switches". Conference Records of IEEE IAS Annual Meeting, 1990, pp. 829-834.

[23] R. W. De Doncker, J. P. Lyons, "The Auxiliary Resonant Commuted Pole Converter". Conference Records of IEEE IAS Annual Meeting, 1990, pp. 1228-1235.

[24] DIVAN D. M. and SKIBINSKI G. "Zero-Switching-Loss Inverters for High-Power Applications". IEEE Trans. on Industry Applications, Vol 25, no. 2, Jul. 1989, pp. 634-643.

[25] VENKATAMARANAN. G. and Divan D. M. "Pulse-width resonant DC link converter", Proc. of IAS'90, pp. 984-990.

[26] Hey, H. L., Stein, C. M. O., Pinheiro, J. R., Pinheiro, H., Gründling, H. A. "Zero-Current and Zero-Voltage Soft-Transition Commutation Cell for PWM Inverters." IEEE Transactions on Power Electronics, v.19, n.2, 2004.

[27] Mezaroba, M.; Martins, D.C.; Barbi, I.; A ZVS PWM three-phase inverter with active clamping technique using the reverse recovery energy of the diodes. Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, Volume: 6, 20-25 June 2004. Pages:4785 - 4790 Vol.6.

[28] Mezaroba, M.; Martins, D.C.; Barbi, I.; A ZVS PWM three-phase inverter with active clamping technique using only a single auxiliary switch. International Symposium on Industrial Electronics, 2003. ISIE '03. 2003 IEEE, Volume: 1, 9-11 June 2003. Pages:521 - 526 vol. 1.