

SNUBBER DE UNDELAND REGENERATIVO COM COMUTAÇÃO ZVS PARA O CONVERSOR AUXILIAR

MARCELLO MEZARоба, JONATHAN D. SPERB.

*LEPO - Laboratório de Eletrônica de Potência, DEE - Departamento de Engenharia Elétrica
UDESC - Universidade do Estado de Santa Catarina.
Campus Universitário Prof. Avelino Marcante s/n - Bairro Bom Retiro - Joinville-SC - Brasil
CEP 89223-100 - Fone (47) 3431-7200 - Fax (47) 3431-7240
E-mails: mezaroba@joinville.udesc.br, jonathan@joinville.udesc.br*

Abstract — This paper presents the Buck-Boost converter in ZVS mode, used to regenerate the modified Undeland snubber energy, applied in three-phase inverters. A study of operation states, theoretical waveforms and basic equations are presented. A project methodology to Buck-Boost converter when operating in this condition is described. Experimental results finish the work.

Keywords — Switching converter, nondissipative snubber, soft commutation.

Resumo — Este artigo apresenta o conversor Buck-Boost operando com comutação suave ZVS, utilizado para regeneração de energia do “snubber” de Undeland modificado, aplicado a inversores trifásicos. Um estudo das etapas de operação, das formas de onda teóricas e do equacionamento básico é apresentado. É descrita uma metodologia de projeto para o conversor Buck-Boost operando nesta condição. Resultados experimentais completam o trabalho.

Palavras-chave — Conversor chaveado, snubber regenerativo, comutação suave.

1 Introdução

Os conversores responsáveis pela transformação de tensão contínua em alternada são conhecidos como inversores. Seu uso industrial vem crescendo, principalmente no acionamento de máquinas elétricas, fontes ininterruptas de energia, amplificadores de áudio, entre outros. Além disso, a utilização de inversores com capacidade de geração de sinais senoidais com presença de harmônicos vem sendo de interesse cada vez maior no meio industrial, quando se tem em vista a reprodução de sinais com distorção na forma de onda, simulando a rede elétrica urbana, para teste de equipamentos.

Com o intuito de reduzir o ruído audível dos inversores bem como a necessidade de geração de sinais com banda passante cada vez mais alta, os pesquisadores têm se dedicado ao desenvolvimento de técnicas que reduzam as perdas por comutação e a interferência eletromagnética provocada pelo aumento da frequência de operação dos inversores. Visando melhorar as condições da comutação, técnicas passivas e ativas vêm sendo propostas para uso em inversores.

As técnicas passivas são caracterizadas pela ausência de chaves controladas no circuito de ajuda à comutação. Uma técnica passiva bastante conhecida é o Snubber de Undeland, que apresenta um bom desempenho na maioria das aplicações, mas não é capaz de regenerar a energia perdida durante a comutação. Para tentar minimizar essas perdas alguns trabalhos propuseram modificações no Snubber de Undeland, buscando a regeneração da energia perdida no chaveamento.

As soluções ativas distinguem-se pela utilização de interruptores controlados para obter a comutação

suave. Diversos trabalhos descrevem técnicas ativas, cada qual apresentando suas vantagens e desvantagens. Nestes casos, a principal desvantagem está no aumento da complexidade do circuito de comando para as chaves auxiliares.

Recentemente foi apresentada uma solução semelhante por Batschauer, A. L., Heerdt, J. A. e Mezaroba, M. (2006), para um amplificador de sinais genéricos, utilizando o Snubber de Undeland modificado com um conversor buck-boost em condução descontínua. Essa solução mostrou-se muito atrativa devido à simplicidade do comando e quantidade reduzida de componentes. A desvantagem está no aparecimento de oscilações nas tensões e correntes no conversor buck-boost durante o bloqueio do diodo D, gerando interferência eletromagnética.

Neste trabalho apresenta-se o conversor Buck-Boost QSC-ZVS (Quasi-Square-Wave Converter) para regeneração de energia do Snubber de Undeland modificado, aplicado a um inversor trifásico. O conversor Buck-Boost é bastante conhecido na literatura (Barbi, I. e Martins, D. C. 2000) e uma análise completa de vários conversores QSC-ZVS é apresentada por Vorpérian, V. (1988). Os conversores QSC caracterizam-se por apresentarem formas de onda praticamente quadradas, onde as etapas de transição são ressonantes. Utilizando a característica de recuperação reversa do diodo D, pode-se fazer o conversor Buck-Boost operar em modo ZVS. Etapas de operação, análise e metodologia de projeto para o conversor auxiliar são apresentadas.

2 Apresentação do circuito.

O circuito do inversor trifásico utilizado é bem conhecido na literatura e apresenta um barramento de

alimentação com ponto médio, possibilitando a circulação de corrente de neutro caso sejam aplicados sinais desbalanceados ou com harmônicos na carga. O Snubber de Undeland modificado apresenta como diferencial a utilização de apenas um indutor, comum a todos os braços do inversor, e a colocação do capacitor de grampeamento acima do barramento de entrada. Comparativamente ao circuito original, reduz-se a quantidade de elementos magnéticos necessários e a tensão sobre o capacitor de grampeamento é reduzida. O circuito do Snubber de Undeland modificado, utilizado no inversor trifásico pode ser visto na Figura 1.

A utilização do Snubber de Undeland prevê que a energia de comutação retirada das chaves é transferida para o capacitor C_g e dissipada em R_g . Para reutilização dessa energia, propõe-se a utilização de um conversor Buck-Boost QSC-ZVS (Quasi-Square-Wave Converter), removendo-se o resistor R_g . A configuração do circuito para regeneração da energia do “snubber” pode ser vista na Figura 2.

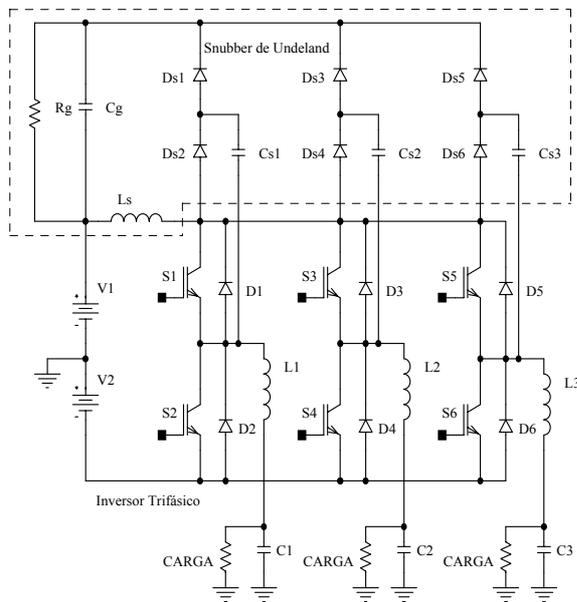


Figura 1. Snubber de Undeland modificado, em inversor trifásico.

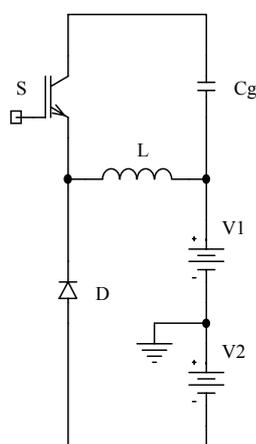


Figura 2. Circuito para regeneração da energia do snubber.

Como será mostrado, o conversor para regeneração pode ser projetado para operar com comutação suave, garantindo melhora no rendimento do conversor auxiliar, redução da interferência eletromagnética no conversor auxiliar e conseqüente melhora no desempenho total do inversor.

3 Conversor Buck-Boost QSC-ZVS

Seu funcionamento, da forma QSC-ZVS, pode ser descrito em cinco etapas de operação.

Para efeito de análise, será considerado que a tensão no capacitor C_g não varia durante um período de funcionamento do conversor Buck-Boost e as fontes V_1 e V_2 serão substituídas por uma única fonte, sem perda de generalidade. A Figura 3 apresenta o circuito para análise das etapas de operação. Os circuitos equivalentes das etapas de operação podem ser vistos na Figura 4. As principais formas de onda nos componentes do circuito são mostradas na Figura 5.

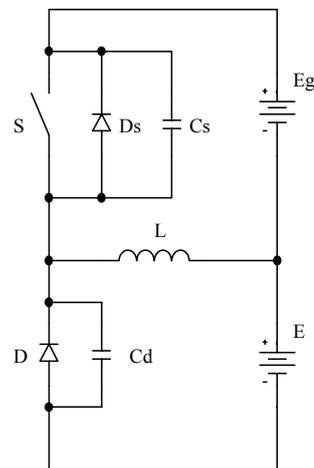


Figura 3. Circuito completo para análise do conversor Buck-Boost.

1ª Etapa ($t_0 < t < t_1$): A chave S encontra-se fechada. No instante t_0 a corrente no indutor é igual a zero. A energia da fonte E_g é transferida para o indutor L. A corrente cresce linearmente, com derivada E_g/L até atingir seu máximo em $t = t_1$, quando a chave é aberta.

2ª Etapa ($t_1 < t < t_2$): Em t_1 a chave S é aberta. A corrente armazenada no indutor circula de forma ressonante pelos capacitores C_s e C_d . A corrente no indutor permanece praticamente constante durante a etapa. A tensão em C_d decresce linearmente até zero. A tensão em C_s cresce linearmente até atingir E_g+E em $t = t_2$.

3ª Etapa ($t_2 < t < t_3$): Em t_2 a tensão sobre o diodo D é zero. A corrente no indutor coloca o diodo em condução circulando através do diodo para a fonte E, descarregando o indutor. A corrente decresce linearmente com derivada $-E/L$, passando por zero e crescendo negativamente enquanto há transferência da energia da recuperação reversa do diodo para o indutor. No instante t_3 , quando toda a energia é trans-

ferida para o indutor, a corrente chega a seu máximo negativo $-I_R$ e o diodo D bloqueia.

4ª Etapa ($t_3 < t < t_4$): Em t_3 o diodo D bloqueia-se e a corrente armazenada no indutor L circula de forma ressonante pelos capacitores C_s e C_d . A corrente no indutor permanece praticamente constante durante a etapa. A tensão em C_s decresce linearmente até zero. A tensão em C_d cresce linearmente até atingir $E_g + E$ em $t = t_4$.

5ª Etapa ($t_4 < t < T$): Em t_4 a tensão sobre o diodo D_S é igual à zero. A corrente armazenada no indutor L coloca o diodo D_S em condução, transferindo a energia armazenada no indutor para a fonte E_g . Durante esta etapa a chave S deve ser comandada a conduzir, para que possa entrar em condução com tensão nula. Em T a energia armazenada no indutor é completamente transferida para a fonte E_g e a corrente no diodo chega à zero, encerrando a etapa.

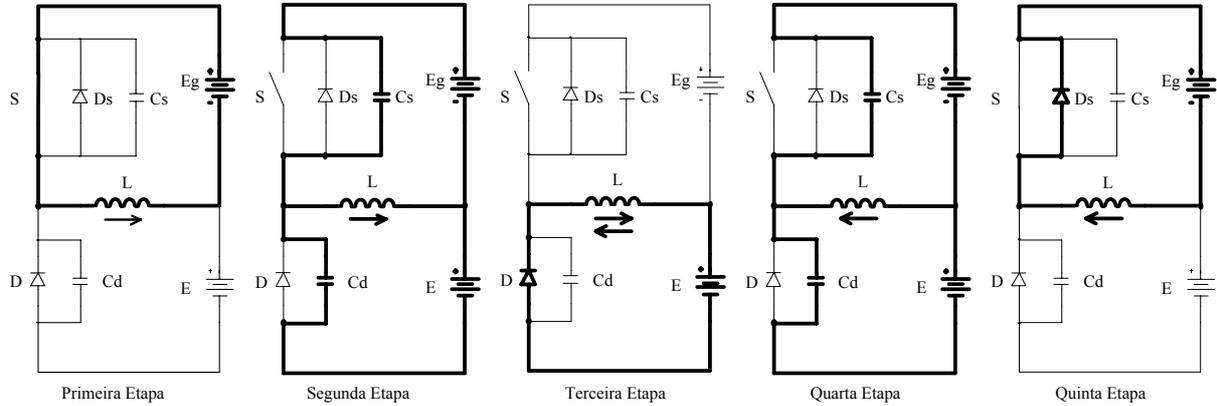


Figura 4. Etapas de Operação.

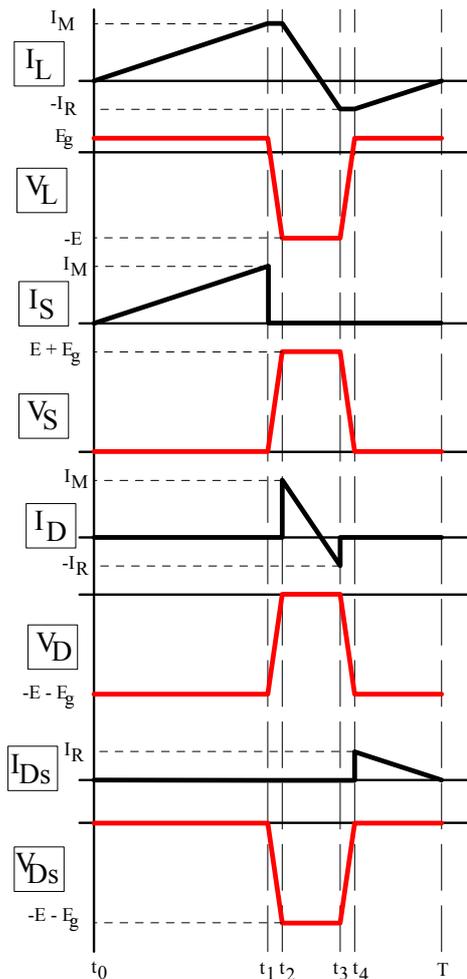


Figura 5. Formas de onda teóricas nos componentes.

4 Equacionamento Básico.

No modo ZVS, o conversor tem comportamento análogo à operação em condução contínua, apesar da corrente no indutor passar por zero. Pode-se observar isso através da tensão sob o indutor, que nunca permanece em zero. Um equacionamento detalhado do modo de condução contínua convencional é apresentado por Barbi, I., e Martins, D. C. (2000). Considerando a tensão média sobre o indutor sendo sempre igual a zero e que as etapas 2 e 4 podem ser desconsideradas por terem tempo de duração muito menor que as demais etapas, chega-se à razão cíclica, conforme (1).

$$D_{ef} = \frac{E}{E + E_g} \quad (1)$$

O tempo de recuperação reversa do diodo, de acordo com Mezaroba, M., Martins, D.C., e Barbi, I. (2003), pode ser encontrado através da equação (2).

$$t_{rr} = \sqrt{\frac{3 \cdot Q_{rr}}{di/dt}} = \sqrt{\frac{3 \cdot Q_{rr} \cdot L}{E}} \quad (2)$$

O pico de corrente negativa pode ser obtido de acordo com (3).

$$I_R = \frac{E}{L} \cdot t_{rr} \quad (3)$$

Desta maneira, pode-se determinar o tempo de duração da 5ª etapa, conforme (4)

$$\Delta t_5 \cong T - t_4 = \frac{I_R \cdot L}{E_g} \quad (4)$$

Como a chave deve ser fechada durante a quinta etapa, a equação (5) apresenta a mínima razão cíclica que deve ser aplicada à chave para que ocorra a comutação suave, onde f_s é a frequência de chaveamento do conversor Buck-Boost.

$$D_{\min} = D - f_s \cdot \Delta t_5 \quad (5)$$

A razão cíclica aplicada à chave deve respeitar o intervalo definido pela equação (6).

$$D_{\min} < D < D_{ef} \quad (6)$$

A corrente máxima, I_M , conforme pode ser observado graficamente, pode ser obtida pela equação (7).

$$I_M = \frac{D \cdot E_g}{f_s \cdot L} - I_R \quad (7)$$

O valor da corrente média na fonte E é definida pela equação (8)

$$I_o = (I_M - I_R) \cdot \frac{(1-D)}{2} \quad (8)$$

Através da tensão e corrente média na fonte E , pode-se determinar a potência processada pelo conversor Buck-Boost, conforme a equação (9)

$$P_{bb} = I_o \cdot E \quad (9)$$

Para garantir que aconteça comutação suave é necessário garantir que a energia armazenada no indutor no final da 3ª etapa seja suficiente para realizar a carga e descarga dos capacitores C_s e C_d durante a 4ª etapa. Igualando-se as energias, chega-se à equação (10).

$$Q_{rr} > \frac{3(C_d + C_s) \cdot (E_g + E)^2}{4 \cdot E} \quad (10)$$

5 Metodologia de Projeto

Com o equacionamento apresentado na seção anterior, podem-se determinar os principais elementos do circuito, bem como as principais informações sobre o funcionamento do circuito. Os dados de projeto necessários são as tensões E e E_g e a potência processada P_{bb} . Esses parâmetros são obtidos através da análise do inversor ou por simulação e serão abordadas em outro artigo. As tensões estão relacionadas com os limites máximos suportados pelos semicondutores utilizados e a potência processada pelo Buck-Boost é a mesma que o Snubber de Undeland manda para o capacitor C_g . A carga de recuperação do diodo Q_{rr} pode ser obtida através da equação (2), informando t_{rr} e di/dt do catálogo do componente.

Com estas informações, a partir da equação (1) determina-se a razão cíclica D_{ef} . Com a equação (9) determina-se a corrente média I_o . Como I_o é a corrente média sobre o diodo, pode-se escolher o diodo que será utilizado no circuito.

A partir das equações (3), (7) e (8) pode-se encontrar o valor da indutância, chegando-se às equações (11), (12) e (13).

$$L = \left(a - \sqrt{a^2 - b} \right) \cdot E \cdot (1-D)^2 \quad (11)$$

$$a = \frac{1}{2 \cdot f_s \cdot I_o} + \frac{4 \cdot Q_{rr}}{6 \cdot I_o^2} \quad (12)$$

$$b = \frac{1}{4 \cdot f_s^2 \cdot I_o^2} \quad (13)$$

Calcula-se a corrente na chave de modo a poder escolhê-la. Verifica-se a equação (10), para garantir que o circuito tenha condições de operar com comutação suave. Caso a condição não seja atendida, deve-se escolher outro diodo, com novos valores de Q_{rr} e C_d ou outra chave, com um novo valor de C_s .

A partir da equação (6) verifica-se a faixa de razão cíclica que deve ser aplicada à chave para que o circuito opere com comutação suave. Cabe lembrar que o valor escolhido pode ser fixo e deve estar dentro da faixa prevista na equação (6).

Quando a potência de saída do inversor está abaixo da nominal, o Snubber transfere menos energia para o capacitor C_g , resultando em uma redução na tensão E_g . Desta maneira, as derivadas de subida da corrente (E_g/L) ficam menores e, conseqüentemente, a corrente máxima I_M assume valores menores. Além disso, o tempo da 5ª etapa aumenta, conforme se pode observar através da equação (4). Pode-se, desta forma, afirmar que o circuito auxiliar irá operar com comutação suave mesmo quando o inversor processar potências abaixo da nominal.

6 Exemplo de projeto.

Os dados para o projeto do circuito de regeneração são mostrados na Tabela 1. A Tabela 2 mostra os principais componentes utilizados no protótipo do Inversor. A escolha da chave do conversor auxiliar teve como parâmetro a disponibilidade do componente no laboratório, já que é a mesma utilizada no circuito de potência do inversor.

Tabela 3 apresenta os resultados obtidos com a metodologia de projeto apresentada, na seção 5.

Tabela 1. Dados do projeto.

$E = 600V$	$E_g = 30V$
$P_{bb} = 50W$	$C_D = 60pF$
$t_{rr\ d} = 100ns (50A/\mu s)$	$f_s = 50kHz$

Tabela 2. Principais componentes utilizados no Inversor

$S_1 - S_6 = IRG4PF50WD$	$D_1 - D_6 =$ diodo interno
$C_1, C_2, C_3 = 5\mu F$	$L_1, L_2, L_3 = 226\mu H$
$C_s = 4,7nF$	$L_s = 1\mu H$
$DS_1 - DS_6 = MUR 8100$	$C_g = 2x470\mu F$

A escolha da chave do conversor auxiliar teve como parâmetro a disponibilidade do componente no laboratório, já que é a mesma utilizada no circuito de potência do inversor.

Tabela 3. Resultados do projeto.

$Q_{rr} = 165\text{nC}$	$I_o = 83,3\text{mA}$
$D = 0,952$	$L = 98\mu\text{H}$
$I_R = 1,167\text{A}$	$I_M = 4,667\text{A}$
$t_{rr} = 286\text{ns}$	$t_{4-T} = 3,81\mu\text{s}$
$0,762 \leq D_{ef} \leq 0,952$	$I_{S_{ef}} = 2,352\text{A}$
$I_{S_{med}} = 1,178\text{A}$	$I_{D_{S_{med}}} = 111,1\text{mA}$
$C_S = 200\text{pF}$	$I_{D_{med}} = 83,3\text{mA}$
Diodo: MUR 8100	Chave: IRG4PF50WD

7 Resultados Experimentais.

Foi construído um inversor trifásico, com potência de 4,5kVA, seguindo o circuito da Figura 1. Os resultados foram obtidos sob condições nominais, com carga resistiva e sinal senoidal na saída.

A Figura 6 mostra tensão e corrente de saída de uma fase do inversor. Pode-se comprovar o comportamento resistivo da carga. Neste caso tem-se uma tensão de 218V eficazes e uma corrente de 7,4A eficazes, resultando em uma potência de 1610W por fase.

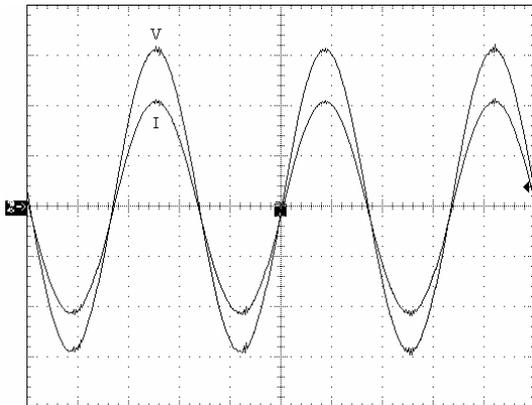


Figura 6. Tensão e corrente de saída do inversor. (100V/div, 5A/div, 5ms/div)

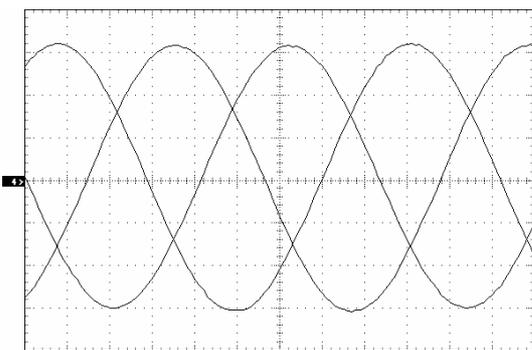


Figura 7. Tensões de saída do inversor. (100V/div, 2ms/div)

A Figura 8 mostra tensão e corrente no indutor Buck-Boost. Pode-se verificar a semelhança com as formas de onda teóricas apresentadas, confirmando os resultados. Podem-se obter através da figura os valores de $I_M = 4,8\text{A}$ e de $-I_R = -1,2\text{A}$, valores que são semelhantes aos projetados.

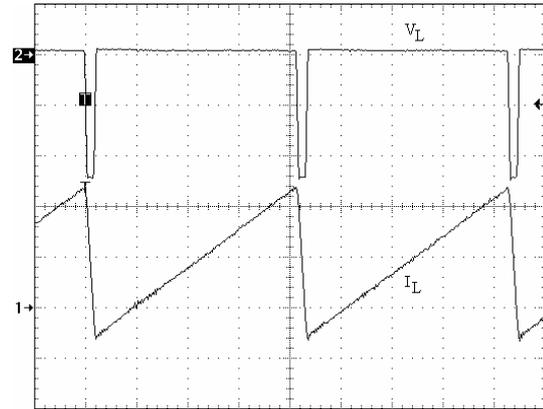


Figura 8. Tensão e corrente no indutor do conversor Buck-Boost. (2A/div, 250V/div 5μs/div)

A Figura 9 apresenta tensão de comando e tensão V_{CE} da chave do conversor Buck-Boost. Pode-se observar que a chave é comutada durante o período e condução do diodo, garantindo comutação sob tensão nula.

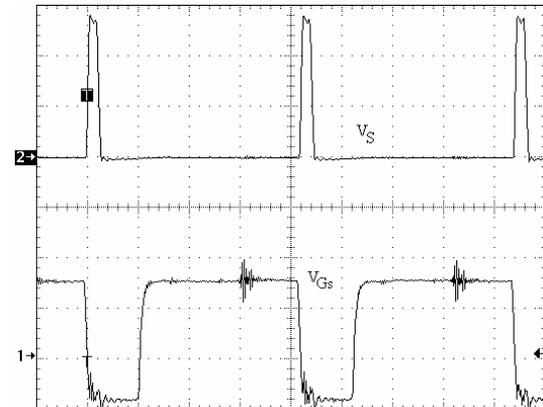


Figura 9. Tensão de comando na chave e tensão coletor-emissor da chave. (10V/div, 250V/div, 5μs/div)

Pode-se observar na Figura 10 a tensão E_g , especificada no projeto. Nota-se que seu valor é constante, em torno de 32V e apresenta pouca variação com os períodos de chaveamento.

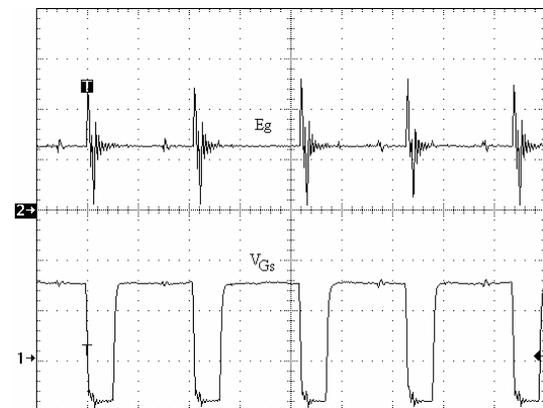


Figura 10. Tensão E_g e tensão de comando da chave S (10V/div, 25V/div, 10μs/div)

8 Conclusões

O inversor trifásico, com Snubber de Undeland modificado, utilizando conversor Buck-Boost QSC-ZVS, para regeneração de energia do Snubber, apresenta uma solução bastante interessante. Além do conversor auxiliar apresentar uma metodologia de projeto bastante simplificada, é de fácil implementação, uma vez que poucos componentes são adicionados (indutor, chave e diodo). Apresenta comando bastante simplificado, com razão cíclica fixa e que pode utilizar a mesma portadora do comando do inversor trifásico, operando na mesma frequência.

O conversor auxiliar não apresenta as oscilações características do modo de operação descontínua e sua operação no modo ZVS é conseguida através da metodologia de projeto, sem a inclusão de novos componentes, sendo essa sua principal vantagem em relação ao trabalho de Batschauer, A. L., Heerd, J. A., e Mezaroba, M. (2006). Como seu funcionamento é ZVS, as perdas de comutação são reduzidas, o que possibilita operar o conversor em frequências mais elevadas e, desta maneira, obter indutores com volume reduzido e ausência de ruído audível.

Os cálculos apresentados refletiram com precisão satisfatória os resultados da implementação prática, verificando a validade do estudo.

No ensaio preliminar, o inversor apresentou rendimento aproximado $\eta = 0,90$. Pode-se observar que a potência processada pelo circuito de regeneração é apenas 1,1% da potência nominal do inversor. Assim sendo, deve-se adequar o projeto do “snubber” de Undeland para que mais energia da comutação seja transferida para o capacitor C_g , aumentando o rendimento.

Referências

- Barbi, I. e Martins, D. C. (2000). Conversores CC-CC básicos não isolados, *Edição do Autor*, Florianópolis, pp 111-127.
- Barbi, I. (2002). Eletrônica de Potência, *Ed. do Autor*, Florianópolis: INEP/UFSC, 4ª Edição,
- Bassett. (1995). New Zero Voltage Switching High Frequency Boost Converter Topology for Power Factor Correction, *INTELELEC'95*, pp 813-820.
- Batschauer, A. L., Heerd, J. A. e Mezaroba, M. (2006). Conversor CC-CA para Amplificação de Formas de Onda Genéricas Empregando Snubber Regenerativo, *Iduscon 2006*.
- Bingen. (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.
- De Doncker, R. W. e Lyons, J. P. (1990). The Auxiliary Resonant Commuted Pole Converter, *Conference Records of IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 1228-1235.
- Foch, Cheron, M., Metz, M. e Meynard, T. (1991). Commutation Mechanisms and Soft Commutation in Static Converters, *COBEP*, pp. 338-346.
- Hey, H. L., Stein, C. M. O., Pinheiro, J. R., Pinheiro, H. e Gründling, H. A. (2004). Zero-Current and Zero-Voltage Soft-Transition Commutation Cell for PWM Inverters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v.19, n.2,.
- 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., Freigien, G. e Skudenly, 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. (2003). A ZVS PWM three-phase inverter with active clamping technique using only a single auxiliary switch, *International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '03*, Pages:521 - 526 vol. 1.
- Mezaroba, M., Martins, D.C. e Barbi, I. (2004) A ZVS PWM three-phase inverter with active clamping technique using the reverse recovery energy of the diodes, *Power Electronics Specialists Conference*, Pages: 4785 - 4790 Vol.6 .
- Péres, A. (2000). Uma Nova Família de Inversores com Comutação Suave Empregando a Técnica de Grampeamento Ativo, *INEP – UFSC*, Florianópolis – SC.
- 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.
- Vorpérian, V. (1988). Quasi-Square-Wave Converters: Topologies and Analysis, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol 3, No. 2, pp 183-191.