

# CONVERSOR AUXILIAR COM COMUTAÇÃO ZVS APLICADO AO SNUBBER DE UNDELAND REGENERATIVO

Marcello Mezaroba, Jonathan Dômini Sperb  
UDESC - Universidade do Estado de Santa Catarina  
Campus Universitário Prof. Avelino Marcante s/n, Bairro Bom Retiro, Joinville-SC  
CEP 89223-100, Fone (47) 4009-7900, Fax (47) 4009-7845  
Brasil  
mezaroba@joinville.udesc.br; dee6jds@joinville.udesc.br

**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 e é apresentado um exemplo de projeto usando esta metodologia. Resultados experimentais completam o trabalho.

**Palavras-Chave** – Comutação suave, inversor trifásico, snubber regenerativo.

## AUXILIARY CONVERTER WITH ZVS COMMUTATION APPLIED TO REGENERATIVE UNDELAND SNUBBER

**Abstract** – This paper presents the Buck-Boost converter in ZVS mode, used to regenerate the modified Undeland snubber energy, and 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 and a design example using this methodology is presented. Experimental results finish the work.

**Keywords** - Non-dissipative snubber, soft commutation, three-phase inverter.

### NOMENCLATURA

$C_d$	Capacitância do diodo do conversor auxiliar
$C_s$	Capacitância da chave do conversor auxiliar
$D_{ef}$	Razão cíclica efetiva
$D_{min}$	Razão cíclica mínima
$\frac{di}{dt}$	Taxa de variação da corrente
$E$	Tensão de barramento do inversor
$E_g$	Tensão de grampeamento
$f_s$	Frequência de chaveamento
$I_M$	Pico de corrente positiva
$I_o$	Corrente média do conversor auxiliar

Artigo submetido em 03/05/2007. Revisão em 13/09/2007. Aceito por recomendação do editor F. L. M. Antunes.

$I_R$	Pico de corrente negativa
$P_{bb}$	Potência processada pelo conversor auxiliar
$Q_{rr}$	Carga de recuperação reversa do diodo
$t_{rr}$	Tempo de recuperação reversa do diodo
$L$	Indutância do conversor auxiliar
$\Delta t_5$	Tempo de duração da quinta etapa
$\epsilon_L$	Energia armazenada na indutância
$\epsilon_C$	Energia armazenada nas capacitâncias

## I. INTRODUÇÃO

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 soluções ativas caracterizam-se pela utilização de interruptores auxiliares controlados para obter a comutação suave e apresentam como desvantagem o aumento da complexidade do circuito de comando para as chaves auxiliares, conforme [1] - [6]. As técnicas passivas são caracterizadas pela ausência de chaves controladas no circuito de ajuda à comutação [7] - [9].

Uma técnica passiva bastante conhecida é o Snubber de Undeland [9], que apresenta um bom desempenho na maioria das aplicações, mas não é capaz de regenerar a energia retirada das chaves durante a comutação. 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, buscando a regeneração da energia perdida no chaveamento [10] - [12].

Recentemente foi apresentada uma solução semelhante [13] 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 de roda livre, 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 no meio acadêmico [14] e uma análise completa de vários conversores QSC-ZVS é apresentada em [16]. 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 de roda livre, pode-se fazer o conversor Buck-Boost operar em modo ZVS, apresentando as mesmas características dos conversores QSC. Etapas de operação, análise e metodologia de projeto para o conversor auxiliar são apresentadas.

## II. APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO

O circuito do inversor trifásico utilizado é bem conhecido e apresenta um barramento de alimentação com ponto médio, possibilitando a circulação de corrente de neutro caso sejam aplicados sinais ou cargas desbalanceados ou sinais com harmônicos.

Do ponto de vista de controle, seu comportamento é análogo a três inversores monofásicos independentes. Nesta topologia, 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, juntamente com os componentes do 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  $R_g$ , como pode ser observado na Figura 1. 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. Salienta-se que com a inclusão do conversor buck-boost o resistor  $R_g$  não é mais necessário no circuito.

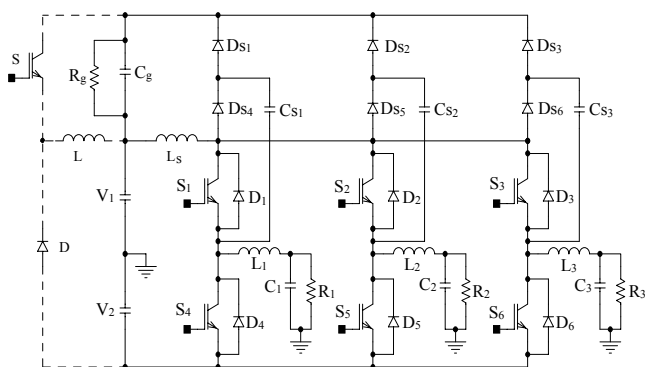


Fig. 1. Snubber de Undeland modificado, em inversor trifásico.

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

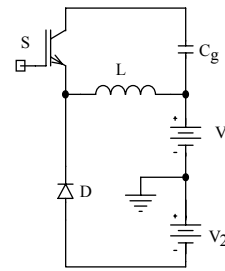


Fig. 2. Circuito para regeneração da energia do snubber.

## III. 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.

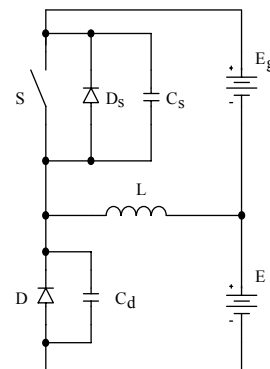


Fig. 3. Circuito completo para análise do conversor Buck-Boost.

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

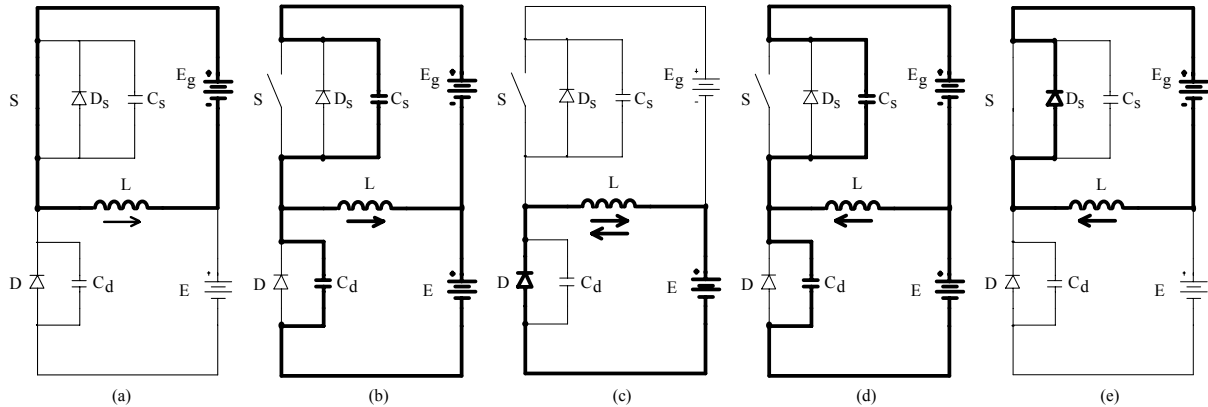


Fig. 4. Etapas de Operação: (a) Primeira Etapa; (b) Segunda Etapa; (c) Terceira Etapa; (d) Quarta Etapa; (e) Quinta Etapa.

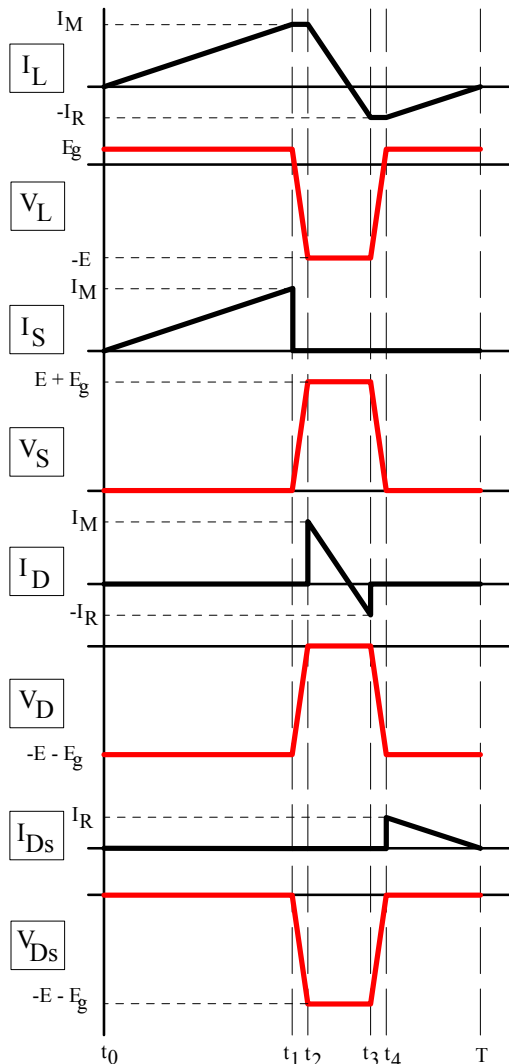


Fig. 5. Formas de onda teóricas nos componentes.

#### IV. 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 em [14]. Um equacionamento mais detalhado é apresentado em [15] e será apresentado a seguir.

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 [17], 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).

$$I_R = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot \frac{E}{L} \cdot Q_{rr}} \quad (3)$$

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.

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

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).

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

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

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

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.

Sabendo que a energia armazenada no final 3ª etapa é dada pela equação (10) e a energia necessária para realizar a carga e descarga dos capacitores  $C_s$  e  $C_d$  pode ser obtida pela equação (11), igualando-se as energias e utilizando a equação (3), chega-se à equação (12).

$$\varepsilon_L = \frac{L \cdot I_R^2}{2} \quad (10)$$

$$\varepsilon_c = \frac{(C_d + C_s) \cdot (E + E_g)^2}{2} \quad (11)$$

$$Q_{rr} > \frac{3 \cdot (C_d + C_s) \cdot (E_g + E)^2}{4 \cdot E} \quad (12)$$

## V. 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 mesmo. 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 não são abordadas neste 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 (13), (14) e (15):

$$L = \left( a - \sqrt{a^2 - b} \right) \cdot E \cdot (1 - D_{ef})^2 \quad (13)$$

$$a = \frac{1}{2 \cdot f_s \cdot I_o} + \frac{4 \cdot Q_{rr}}{6 \cdot I_o^2} \quad (14)$$

$$b = \frac{1}{4 \cdot f_s^2 \cdot I_o^2} \quad (15)$$

Calcula-se a corrente na chave de modo a poder escolhê-la. Verifica-se a equação (12), 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  $C_s$ , ou acrescentar capacitâncias externas na chave ou no diodo.

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. O valor escolhido pode ser fixo e deve estar dentro da faixa prevista pela 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 ( $Eg/L$ ) no indutor 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.

## VI. EXEMPLO DE PROJETO

Os dados para o projeto do circuito de regeneração são mostrados na Tabela I. Por simplicidade de projeto, a frequência de comutação do conversor auxiliar será a mesma adotada para o inversor. A obtenção dos parâmetros de projeto pode ser vista em detalhes na referência [15]. A Tabela II mostra os principais componentes utilizados no protótipo do Inversor.

**TABELA I**  
**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 II**  
**Principais componentes utilizados no Inversor**

$S_1 - S_6 = IRG4PF50WD$	$D_1 - D_6 =$ diodo interno
$C_1, C_2, C_3 = 5\mu F$	$L_1, L_2, L_3 = 226\mu H$
$C_{S1,3} = 4,7nF$	$L_S = 1\mu H$
$D_{S1} - D_{S6} = MUR 8100$	$C_g = 2x470\mu F$

Seguindo a metodologia apresentada na Seção V, realiza-se o projeto do conversor Buck-Boost. Assim, a partir de (1):

$$D_{ef} = \frac{600}{600 + 30} = 0,952 \quad (16)$$

Utilizando a equação (9):

$$I_o = \frac{50}{600} = 0,083A \quad (17)$$

A partir da equação (2):

$$Q_{rr} = \frac{(100 \cdot 10^{-9})^2}{3} \cdot \frac{50}{10^{-6}} = 166,7nC \quad (18)$$

Utilizando as equações (13), (14) e (15)

$$a = 136 \frac{\mu s}{A} \quad (19)$$

$$b = 1440 \frac{\mu s^2}{A^2} \quad (20)$$

$$L = 97,9\mu H \quad (21)$$

Para o cálculo da corrente na chave, são necessários alguns passos. Inicialmente calcula-se o pico de corrente negativo, de acordo com (3):

$$I_R = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot \frac{600}{97,9 \cdot 10^{-6}} \cdot 166,7 \cdot 10^{-9}} = 1,17A \quad (22)$$

Determina-se, então o valor máximo da corrente, de acordo com (7):

$$I_M = \frac{0,952 \cdot 30}{50 \cdot 10^3 \cdot 97,9 \cdot 10^{-6}} - 1,17 = 4,67A \quad (23)$$

Calcula-se em seguida o tempo de duração da quinta etapa, conforme equação (4):

$$\Delta t_5 \cong \frac{1,17 \cdot 97,9 \cdot 10^{-6}}{30} = 3,81\mu s \quad (24)$$

Assim, calcula-se a corrente eficaz e média na chave, conforme (25) e (26):

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{D_{ef} \cdot T_S - \Delta t_5} \left( \frac{Eg}{L} \cdot t \right)^2 dt} = 2,35A \quad (25)$$

$$I_{S_{med}} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{D_{ef} \cdot T_S - \Delta t_5} \frac{Eg}{L} \cdot t dt = 1,78A \quad (26)$$

Por simplicidade de projeto, será utilizada a mesma chave do inversor para o conversor buck-boost. 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. Os dados da chave encontram-se na Tabela III.

Verifica-se então a condição para comutação suave, ou seja, a equação (12):

$$Q_{rr} > \frac{3(60 \cdot 10^{-12} + 200 \cdot 10^{-12}) \cdot (630)^2}{4 \cdot 600} = 129nC \quad (27)$$

Assim, pode-se verificar que a comutação suave estará garantida, já que  $Q_{rr} = 166,7nC$ , atende a equação (12).

Verifica-se ainda a faixa de razão cíclica que a chave deve ser comutada, de acordo com as equações (5) e (6):

$$D_{min} = 0,952 - 50 \cdot 10^3 \cdot 3,81 \cdot 10^{-6} = 0,762 \quad (28)$$

$$0,762 < D < 0,952 \quad (29)$$

A Tabela III apresenta os resultados obtidos com a metodologia de projeto apresentada.

**TABELA III**  
**Resultados do projeto**

$Q_{rr} = 166,7nC$	$I_o = 83,3mA$
$D = 0,952$	$L = 98\mu H$
$I_R = 1,17A$	$I_M = 4,67A$
$t_{rr} = 286ns$	$t_{4-T} = 3,81\mu s$
$0,762 \leq D_{ef} \leq 0,952$	$I_{S_{ef}} = 2,352A$
$I_{S_{med}} = 1,78A$	$I_{D_{S_{med}}} = 111,1mA$
$C_S = 200pF$	$I_{D_{med}} = 83,3mA$
Diodo: MUR 8100	Chave: IRG4PF50WD

## VII. 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 fase na saída 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. A Figura 7 mostra as tensões de saída das três fases do inversor, comprovando o equilíbrio das tensões e seus respectivos deslocamentos de 120° entre as fases.

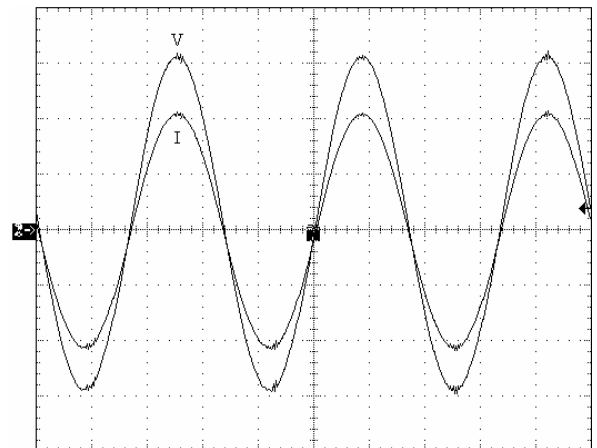


Fig. 6. Tensão e corrente de saída do inversor. (100V/div, 5A/div, 5ms/div).

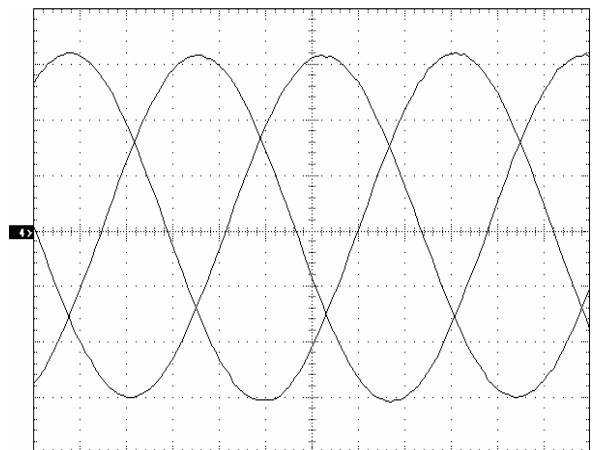


Fig. 7. Tensões de saída do inversor. (100V/div, 2ms/div).

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  $I_M = 4,8A$  e de  $-I_R = -1,2A$ , valores que são semelhantes aos projetados.

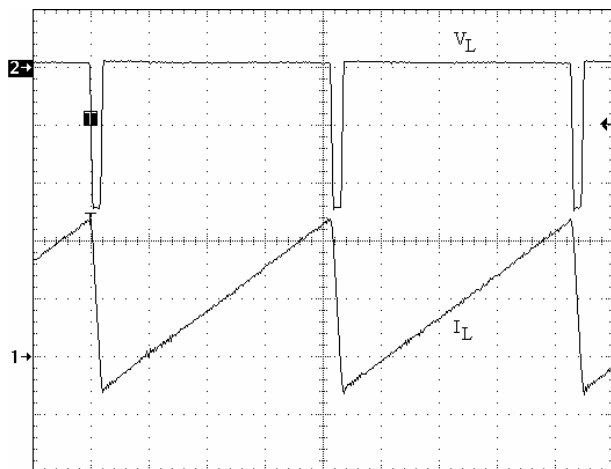


Fig. 8. Tensão e corrente no indutor do conversor Buck-Boost. (2A/div, 250V/div, 5µs/div).

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

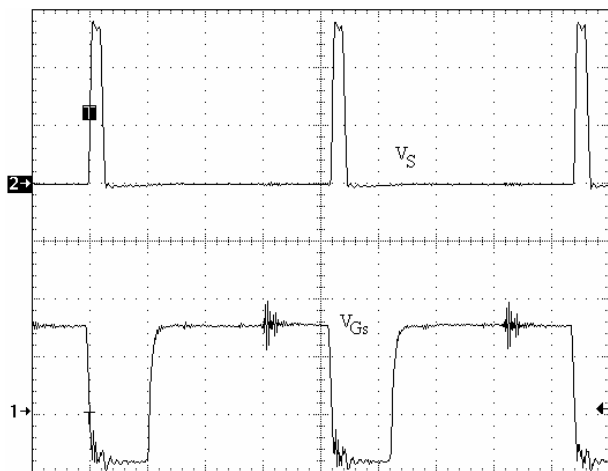


Fig. 9. Tensão de comando na chave e tensão coletor-emissor da chave. (10V/div, 250V/div, 5µs/div).

A Figura 10 apresenta tensão e corrente sobre a chave do conversor auxiliar. Pode-se observar que quando a chave é comandada a bloquear, a corrente tende à zero e, posteriormente, passa a circular pelo diodo interno da chave. Neste momento a chave deve ser comandada a conduzir. A entrada em condução da chave deve ocorrer quando a tensão é nula, pois a corrente ainda está circulando através do diodo interno da chave, comprovando a comutação suave.

Pode-se observar em detalhes o bloqueio da chave através da Figura 11. Quando a chave é comandada a bloquear, a capacitância interna da chave carrega-se e a tensão sobre a chave aumenta de maneira praticamente linear. Durante a etapa ressonante, a corrente na chave permanece praticamente constante e assume um patamar ligeiramente

inferior, pois, simultaneamente, ocorre a descarga da capacitância do diodo de roda livre, ou seja, parte da corrente do indutor circula pelos capacitores da chave e parte pelos capacitores do diodo. Quando a tensão estabiliza-se, a corrente diminui e tende a zero. Pode-se ainda observar a corrente de calda característica da tecnologia IGBT.

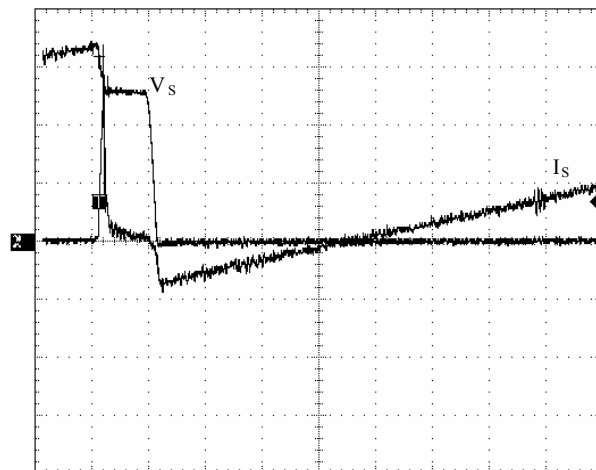


Fig. 10. Tensão coletor-emissor e corrente na chave. (250V/div, 10A/div, 1µs/div).

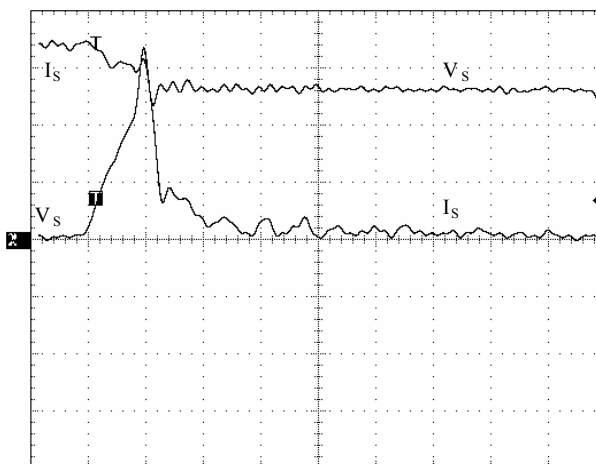


Fig. 11. Detalhe da comutação da chave do conversor auxiliar. (250V/div, 2A/div, 100ns/div).

As perdas por comutação poderiam ser reduzidas ainda mais com a utilização de um transistor do tipo MOSFET, pois o tempo de abertura seria menor e não haveria o efeito de corrente de calda. Deve-se ter em mente que nestas escalas de tempo, os atrasos de transporte das pontes isoladas de tensão e corrente passam a influenciar significativamente nas formas de onda, impossibilitando uma avaliação mais precisa das superposições de tensão e corrente e, consequentemente, das perdas de comutação.

Pode-se observar na Figura 12 a tensão  $E_g$ , especificada no projeto, que apresenta pouca variação do valor médio entre os períodos de chaveamento. Nota-se que seu valor é praticamente constante, em torno de 32V e as oscilações mostradas são provenientes das indutâncias e capacitâncias parasitas do circuito e dos ruídos de aquisição.

Foram levantadas curvas de rendimento para o inversor trifásico para duas condições distintas de tensão de saída,

127V e 220V, conforme mostram as figuras 13 e 14. Para o caso de 127V, tem-se o circuito operando com corrente nominal máxima. Para o caso de 220V, tem-se a tensão nominal máxima. Para ambos os valores de tensão, foram levantados os valores do rendimento com tensão de barramento constante e variando-se a carga. Além disso, foram obtidas curvas de rendimento com o circuito de regeneração de energia e sem o circuito de regeneração.

Na ausência do circuito de regeneração, foi utilizado um banco de resistências para queimar a energia processada pelo snubber e entregue no capacitor  $C_g$ . A resistência foi escolhida de modo que a tensão no capacitor  $C_g$  apresentasse mesmo valor para os dois casos, garantindo a mesma quantidade de energia sendo processada pelo snubber.

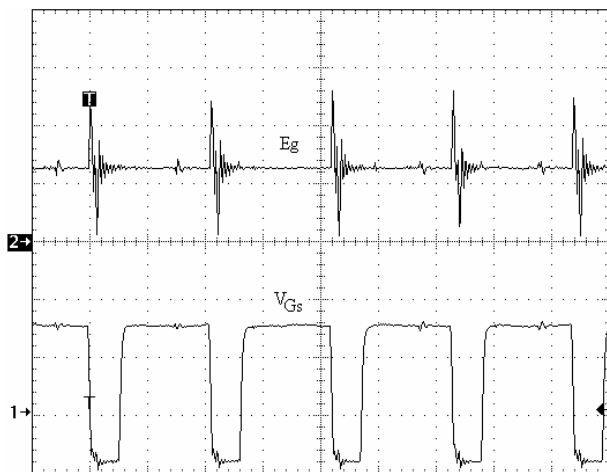


Fig. 12. Tensão  $E_g$  e tensão de comando da chave S. (10V/div, 25V/div, 10 $\mu$ s/div).

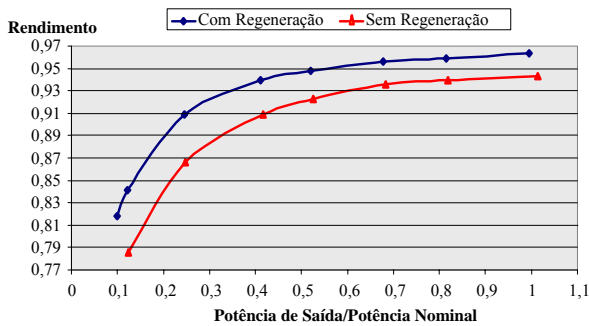


Fig. 13. Comparativo de rendimento para tensão de saída de 220V.

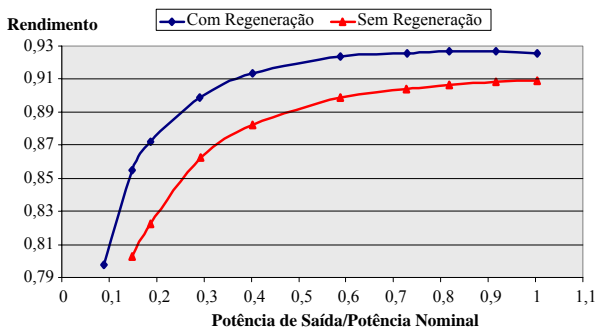


Fig. 14. Comparativo de rendimento para tensão de saída de 127V.

Pode-se observar que a inclusão do conversor auxiliar faz com que haja uma melhora no rendimento, uma vez que a energia processada pelo snubber é devolvida ao barramento ao invés de ser queimada no banco de resistores.

A Figura 13 mostra o protótipo implementado para realização dos testes.

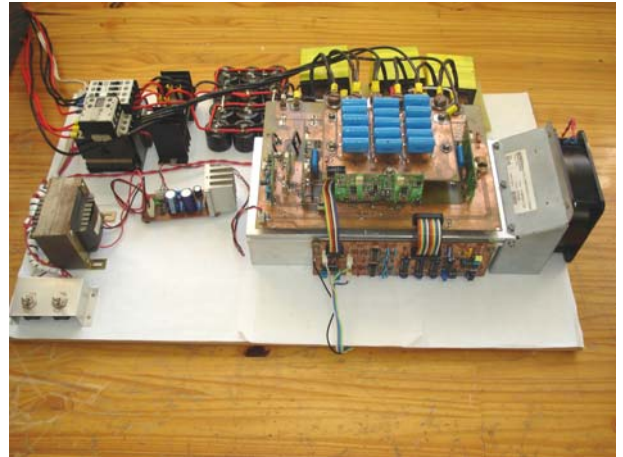


Fig. 15. Protótipo implementado.

## VIII. CONCLUSÕES

O circuito proposto para regeneração de energia do Snubber de Undeland mostrou-se uma solução bastante interessante. Além de o 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 à [13]. 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.

Uma vez que a entrada em condução ocorre sob tensão nula, as únicas perdas por comutação ocorrem no bloqueio da chave do conversor auxiliar. Desta maneira é aconselhável a utilização de transistores do tipo MOSFET, que apresentam tempo de bloqueio menor que os IGBT's e também não apresentam corrente de calda. Todavia, para esta aplicação em questão, a utilização do IGBT se justifica pelos níveis de tensão e corrente envolvidos, quando as perdas de condução para um MOSFET tornam-se bastante significativas devido aos altos valores de resistência em condução para MOSFET's deste nível de tensão.

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

A utilização do snubber se justifica pelo fato de reduzir as perdas de comutação nos semicondutores principais do

inversor, possibilitando que o mesmo circuito possa operar com potência nominal mais elevada, quando as perdas seriam suficientemente altas ao ponto de ultrapassar a capacidade de transferência de calor da chave para o dissipador e provocaria a queima das chaves.

#### REFERÊNCIAS

- [1] R. W. De Doncker, J. P. Lyons, “The Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter”, *Conference Record of IEEE IAS Annual Meeting*, vol. 2 pp. 1228-1235, October 1990.
- [2] H. L. Hey, C. M. O. Stein, J. R. Pinheiro, H. Pinheiro, H. A. Gründling, “Zero-Current and Zero-Voltage Soft-Transition Commutation Cell for PWM Inverters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, n.2, pp 396-403, March 2004.
- [3] W. McMurray, “Resonant Snubbers with Auxiliary Switches”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, n. 2, pp. 355-362, March/April 1993.
- [4] M. Mezaroba, D. C. Martins, I. Barbi, “Novo Inversor ZVS PWM com Grampeamento Ativo Utilizando um Único Interruptor Auxiliar”, *Revista Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP)*, Ilha Solteira SP, vol. 9, n. 2, pp. 45-51, 2004.
- [5] M. Mezaroba, D.C. Martins, I. Barbi, “A ZVS PWM three-phase inverter with active clamping technique using the reverse recovery energy of the diodes”, *Power Electronics Specialists Conference*, vol. 6, pp. 4785-4790, June 2004.
- [6] A. Péres, “Uma Nova Família de Inversores com Comutação Suave Empregando a Técnica de Grampeamento Ativo”, *INEP – UFSC*, Florianópolis – SC, 2000.
- [7] A. Cheriti, K. Al-Haddad, L. A. Dessaint, T. A. Meynard, D. Mukhedkar, “A Rugged Soft Commutated PWM Inverter for AC Drivers”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, n. 2, pp. 385-392, April 1992.
- [8] J. A. Taufiq, “Advanced Inverters Drivers for Traction”, *Fifth European Conference on Power electronics and Applications*, vol. 5, pp 224-228, September 2003.
- [9] T. M. Undeland, “Switching Stress Reduction in Power Transistor Converters”, *IEEE Industry Applications Society*, pp. 383-391, 1976.
- [10] H. G. Langer, G. Freigien, H.C. Skudenly, “A Low Loss Turn-on Turn-off Snubber for GTO-Inverters”, *IEEE*, pp. 607-612, 1987.
- [11] J. Holtz, S. F. Salama, H. K. Werner, “A Nondissipative Snubber Circuit for High-Power GTO-Inverters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, n. 4, pp. 620-626, July/August 1989.
- [12] G. Freigien; H.G. Langer; H.-C. Skudelny, “A Regenerative Snubber for a 200 KVA GTO-Inverter”, *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE*, vol. 1, pp. 498 – 505, 1988.
- [13] A. L. Batschauer, J. A. Heerdt, M. Mezaroba, “Conversor CC-CA para Amplificação de Formas de Onda Genéricas Empregando Snubber Regenerativo”, *Induscon 2006*, 2006.
- [14] I. Barbi, D. C. Martins, *Conversores CC-CC básicos não isolados*, Edição do Autor, Florianópolis, pp. 111-127, 2000.
- [15] J. D. Sperb, M. Mezaroba, “Projeto de um Inversor Trifásico com Snubber de Undeland Regenerativo e Controle Digital Implementado no DSP TMS320F2812”, *UDESC – Universidade do Estado de Santa Catarina*, 2007, Dissertação de Mestrado.
- [16] V. Vorpérian, “Quasi-Square-Wave Converters: Topologies and Analysis”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, n. 2, pp 183-191, April 1988.
- [17] I. Barbi, *Eletrônica de Potência*, Ed. do Autor, Florianópolis: INEP/UFSC, 4ª Edição, 2002.
- [18] D. Tardiff, T. H. Barton, “A Summary of Resonant Snubbers Circuits for Transistors and GTOs”, *Conference Record of the IAS Annual Meeting*, vol. 1, pp. 1176-1180, October 1989.
- [19] J. A. Bassett, “New, Zero Voltage Switching, High Frequency Boost Converter Topology for Power Factor Correction”, *17<sup>th</sup> International Telecommunications Energy conference, 1995. INTELELEC'95*, pp 813-820, November 1995.
- [20] Bingen, “High Current and Voltage Transistor Utilization”, *Proceedings of First European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1.15-1.20, 1985.
- [21] H. Foch, M. Cheron, M. Metz, T. Meynard, “Commutation Mechanisms and Soft Commutation in Static Converters”, *COBEP*, pp. 338-346, 1991.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Marcello Mezaroba**, nascido em Videira, SC em 1972, recebeu os graus de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica em 1996, 1998 e 2001 respectivamente, pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Atualmente é Professor no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Santa Catarina (UDESC) onde é coordenador do Laboratório de Eletrônica de Potência. Suas áreas de interesse incluem comutação suave, correção do fator de potência, acionamento elétrico, e controle de conversores.

**Jonathan Dômini Sperb**, nascido em 1981 na cidade de Apucarana, PR, recebeu o título de Engenheiro Eletricista pela UDESC em 2005. Atualmente é mestrando em Engenharia Elétrica na mesma instituição e seus esforços se concentram no estudo de conversores chaveados trifásicos para amplificação de sinais genéricos, utilizando controle digital. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência e controle de conversores chaveados.