

UPS DE DUPLA CONVERSÃO NÃO ISOLADA USANDO SNUBBER REGENERATIVO

Marcos R. Reinert¹, Jonathan D. Sperb¹, Marcello Mezaroba¹, Cassiano Rech², Leandro Michels²

¹ Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC, Joinville, SC, Brasil

² Universidade Federal de Santa Maria – UFSM, Santa Maria, RS, Brasil

marcosr@yahoo.com.br, jonathan@supplier.ind.br, mezaroba@joinville.udesc.br, cassiano@ieee.org, michels@ieee.org

Resumo - Este artigo propõe uma UPS não isolada de dupla conversão com alto rendimento. Esta UPS é composta por três conversores principais (retificador, interface com banco de baterias e inversor) com configuração meia-ponte, um *snubber* de Undeland modificado e um conversor auxiliar c.c.-c.a. para regenerar a energia que seria dissipada no *snubber*. O circuito de auxílio à comutação possui uma única chave ativa e sua operação não interfere no funcionamento dos conversores principais. Uma metodologia detalhada é incluída para projetar os principais componentes do circuito de auxílio à comutação. Resultados experimentais baseados em um protótipo de 1 kVA são apresentados para modos distintos de operação para verificar a viabilidade da UPS proposta.

Palavras-chave - UPS de Dupla Conversão Não Isolada, Comutação Suave.

TRANSFORMERLESS DOUBLE- CONVERSION UPS USING A REGENERATIVE SNUBBER CIRCUIT

Abstract – This paper proposes a high-efficiency transformerless double-conversion UPS. This UPS is composed of three main converters (rectifier, battery bank interface and inverter) with half-bridge configuration, a modified Undeland snubber and a dc-dc converter to regenerate from snubber capacitor. The auxiliary commutation circuit uses only one active switch and it operates independently of the main converters. A detailed methodology is included to design the main components of the auxiliary commutation circuit. Experimental results based on a 1 kVA prototype are presented for distinct operation modes to verify the feasibility of the proposed UPS.

Keywords – Transformerless Double-Conversion UPS, Soft Switching.

I. INTRODUÇÃO

Fontes ininterruptas de energia (UPS – *Uninterruptible Power Systems*) de dupla conversão são amplamente utilizadas para a proteção de cargas críticas, pois possuem algumas vantagens, tais como: (i) tensões de saída com baixa distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*) podem ser sintetizadas com amplitude e frequência independentes dos respectivos valores das tensões de entrada; (ii) tempo de

transferência nulo em caso de falha da rede; e (iii) alto fator de potência de entrada [1], [2]. Dentre as diversas configurações de UPSs de dupla conversão, as UPSs não isoladas têm sido vastamente empregadas em potências abaixo de 40 kVA [3]. Como estas UPSs não usam transformadores pesados e volumosos, elas tornam-se uma solução compacta e economicamente atrativa para diversos ambientes, tais como escritórios [3]–[7]. Apesar de UPSs de dupla conversão apresentarem diversas vantagens, elas apresentam menor rendimento se comparadas com UPSs *passive-standby*, uma vez que possuem dois estágios de conversão de energia. Portanto, faz-se necessário analisar alternativas para reduzir as perdas de condução e de comutação destas UPSs.

A redução das perdas de comutação em UPS pode ser obtida através do uso de circuitos de auxílio à comutação, tais como *snubbers* passivos [8]–[13] e células de comutação suave [14]–[22]. Estes circuitos auxiliares têm sido empregados em conversores para a redução das perdas de comutação e da interferência eletromagnética (EMI). Contudo, a inclusão destes circuitos aumenta o número de componentes e, logo, o custo e a complexidade de todo o sistema. Este aumento de complexidade é mais significativo em sistemas com múltiplos estágios de conversão de energia, tais como em UPSs de dupla conversão. Por este motivo, é de relevância científica e tecnológica o desenvolvimento de técnicas para redução do número de componentes adicionais em circuitos de auxílio à comutação, em especial para a redução de chaves ativas [23], [24].

Um *snubber* passivo que é amplamente empregado em aplicações industriais foi proposto por Undeland [8]. Este *snubber* foi desenvolvido para conversores com estrutura em braço, tais como muitos que são empregados em UPS de dupla conversão. Neste *snubber*, a energia que seria dissipada sobre as chaves principais durante as comutações é transferida para capacitores de grampeamento. Contudo, ele não é capaz de regenerar essa energia, que é dissipada em um resistor. Com o objetivo de minimizar estas perdas, alguns trabalhos incluíram modificações no *snubber* de Undeland para regenerar a energia armazenada no capacitor de grampeamento [9]–[13]. Mezaroba *et al.* [25] propuseram o uso de um conversor *buck-boost* QSC (*Quasi-Square-Wave*) ZVS (*Zero Voltage Switching*) [26] para a regeneração de energia em inversores PWM trifásicos empregando um *snubber* de Undeland modificado. Diferentemente do *snubber* original, este utiliza um capacitor de tensão menor, localizado sobre o barramento c.c., que possibilita o uso de um conversor *buck-boost* para devolver a energia armazenada para o barramento c.c. O conversor auxiliar é capaz de regenerar energia de topologias com *n*-braços, utilizando apenas um indutor e uma única chave ativa, que opera sob comutação ZVS e de forma independente das chaves principais.

Artigo submetido em 10/12/2010. Primeira revisão em 16/02/2011; segunda revisão em 26/05/2011. Aceito para publicação em 27/05/2011 por recomendação do editor João Onofre P. Pinto.

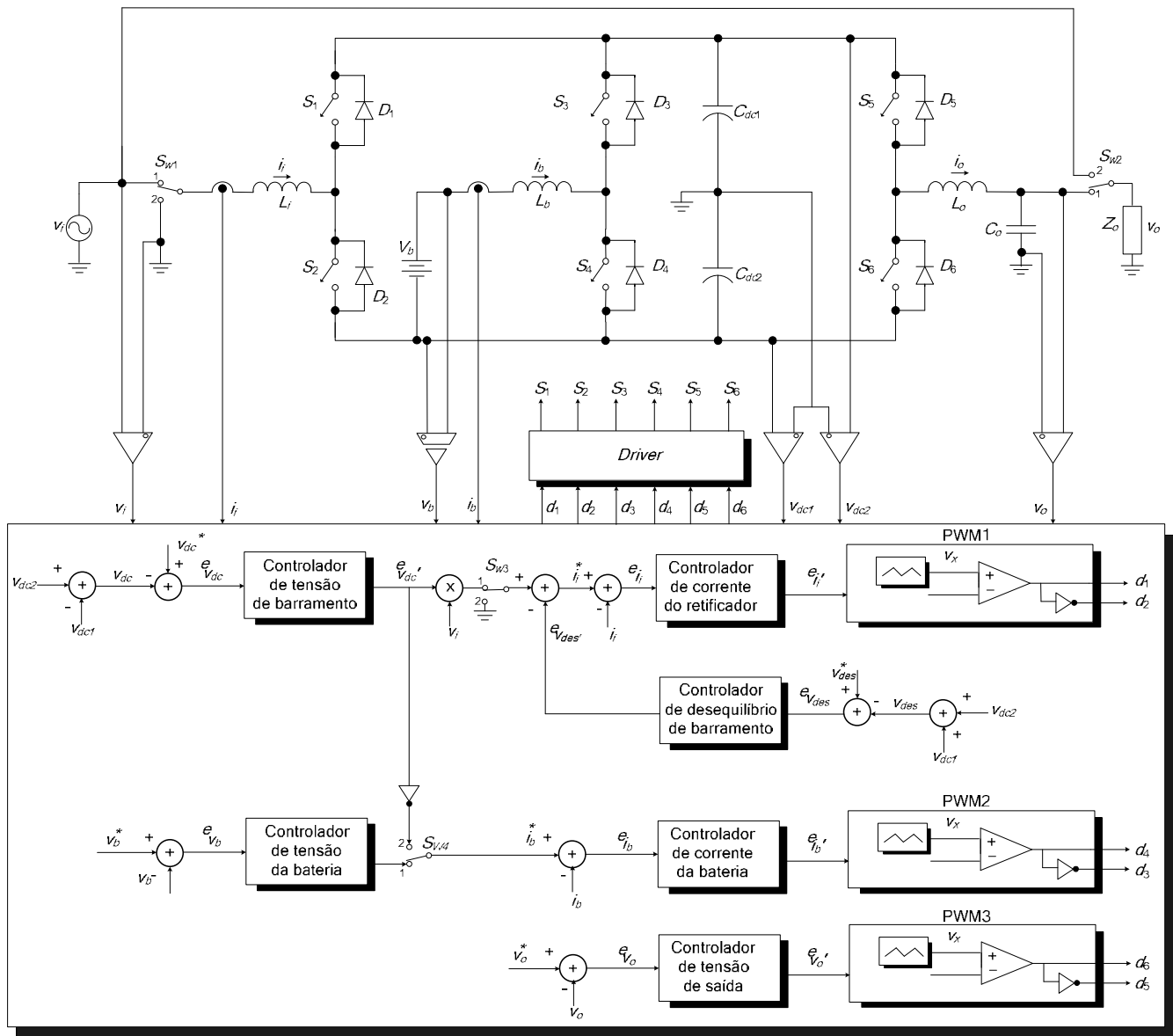


Fig. 1. UPS de dupla conversão não isolada sob estudo.

Este artigo propõe uma UPS não isolada de dupla conversão com alto rendimento. Esta UPS é composta por três conversores principais (retificador, interface com banco de baterias e inversor) com configuração meia-ponte, um *snubber* de Undeland modificado e um conversor c.c.-c.c. *Buck-Boost ZVS PWM* para regenerar a energia do *snubber*. Foi incluída uma metodologia detalhada de projeto para o *snubber* e para o circuito de regeneração. Resultados experimentais baseados em um protótipo de 1 kVA são apresentados para modos distintos de operação para verificar a viabilidade da UPS proposta.

II. ESTRUTURA DA UPS

A Figura 1 apresenta um diagrama simplificado da estrutura básica da UPS de dupla-conversão não isolada sob estudo, composta por um retificador meia ponte, um conversor bidirecional abaixador/elevador para a carga e descarga do banco de baterias e um inversor meia ponte. O retificador

possui um indutor de filtro (L_i), duas chaves (S_1 e S_2) e dois diodos (D_1 e D_2). O conversor bidirecional é composto de duas chaves (S_3 e S_4), dois diodos (D_3 e D_4) e um indutor (L_b) conectado ao banco de baterias. O inversor é composto por duas chaves (S_5 e S_6), dois diodos (D_5 e D_6) e um filtro LC na saída (L_o e C_o) para minimizar os harmônicos de alta frequência da tensão de saída c.a..

Esta UPS apresenta algumas vantagens, tais como:

- número reduzido de componentes;
- tensão reduzida do banco de baterias;
- os semicondutores podem ser implementados em um único módulo de potência;
- neutro comum entre a entrada e a saída. Deste modo, não é necessário utilizar um transformador de isolamento para implementar a chave *bypass*.

Por outro lado, para o mesmo nível de tensão de saída, a tensão sobre os semicondutores é o dobro da tensão aplicada em topologias baseadas em ponte completa.

A Figura 1 também mostra o diagrama básico de controle dos conversores que compõe a UPS. A modelagem e o procedimento de projeto dos controladores podem ser obtidos em [32] e [33] e não serão apresentados aqui por não serem o foco principal do trabalho. Será apresentado a seguir um resumo da estratégia de controle adotada para a UPS.

A. Controle do Retificador

O controle do retificador bidirecional com alto fator de potência é composto por uma malha de corrente, uma malha para regular a tensão total do barramento e uma malha para manter as tensões dos capacitores equilibradas. A malha de tensão do barramento é responsável por determinar a amplitude do sinal de referência, sendo uma malha de dinâmica lenta, enquanto que a malha de desequilíbrio, tida como uma malha de nível c.c., atua no valor médio da referência para manter as tensões dos capacitores equilibradas.

A malha de corrente é dinamicamente mais rápida que as malhas de tensão e de desequilíbrio, podendo ser tratada como desacoplada. Através da realimentação da corrente de entrada, a malha de corrente proverá a corrente necessária para a regulação do barramento c.c., além de garantir um alto fator de potência e a possibilidade de reversão do fluxo de energia.

B. Controle do conversor c.c.-c.c. bidirecional

O controle do estágio carregador/descarregador de baterias é composto por uma malha de corrente e uma de tensão. A malha de tensão é responsável pelo controle da tensão de carga da bateria determinando a amplitude do sinal de referência para a malha de corrente. A malha de corrente é dinamicamente mais rápida que a malha de tensão e proverá a corrente necessária para a carga da bateria, de acordo com a estratégia de carga definida no projeto.

C. Controle do inversor

O controle do inversor utiliza apenas uma malha de realimentação instantânea de tensão, com uma banda passante bastante alta que permite o seguimento da referência, mesmo alimentando cargas não lineares.

D. Modos de operação

Esta UPS tem dois modos de operação dependendo do estado da rede:

- **Modo Normal:** ocorre quando a tensão da rede está dentro dos limites adequados. O retificador meia ponte opera como um conversor PFC (*Power Factor Correction*) e regula as tensões dos capacitores do barramento c.c. O conversor c.c.-c.c. bidirecional opera como conversor *buck* para carregar o banco de baterias. O inversor sintetiza uma tensão senoidal com reduzido conteúdo harmônico para as cargas c.a.. Nesse modo de operação as chaves S_{w1} , S_{w2} , S_{w3} e S_{w4} estão na posição 1.
- **Modo Backup:** ocorre quando a fonte c.a. de entrada da UPS está fora dos limites previamente configurados na UPS. Nesse modo de operação as chaves S_{w1} , S_{w3} e S_{w4} operam na posição 2. Neste modo, o conversor c.c.-c.c. bidirecional age como um conversor *boost* para

manter regulada a tensão total do barramento c.c. (v_{dc}). O indutor L_i é conectado ao neutro através da chave S_{w1} e o retificador meia ponte mantém as tensões dos capacitores do barramento c.c. iguais a $v_{dc}/2$ [27]. O inversor meia ponte mantém a tensão de saída c.a. durante o tempo de descarga do banco de baterias.

Ao ocorrer uma falha na UPS, as chaves S_{w1} e S_{w2} operam na posição 2 de tal forma que a rede é conectada diretamente à carga.

III. UPS COM CIRCUITOS DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO

A Figura 2 apresenta uma proposta para redução da interferência eletromagnética e das perdas de comutação na UPS de dupla conversão mostrada na Figura 1. Nesta estrutura são empregados *snubbers* passivos para transferir a energia das comutações das chaves principais do conversor para um capacitor de grampeamento. Esta energia deve ser transferida deste capacitor para manter a sua tensão constante. A solução mais simples é a dissipação desta energia num resistor, o que penaliza a eficiência do conversor. Por outro lado, uma opção interessante para aumentar a eficiência é incluir um circuito regenerativo para transferir a energia armazenada no capacitor de grampeamento, por exemplo, para o barramento c.c..

Baseado neste conceito inseriu-se na UPS apresentada na Figura 1 um *snubber* de Undeland modificado para transferir a energia que seria dissipada nas chaves durante as comutações. Assim, reduz-se significativamente a dissipação de energia nas chaves principais do conversor associada às comutações. Este *snubber* tem algumas vantagens importantes, tais como a utilização de somente um indutor, o qual é comum a todos os braços da UPS, e o uso de um único capacitor de grampeamento, que é conectado somente em um dos terminais do barramento c.c.. Estas modificações foram realizadas para reduzir o número de elementos magnéticos bem como a tensão sobre o capacitor de grampeamento em comparação com o *snubber* de Undeland original [8].

A UPS não isolada de dupla conversão com o *snubber* de Undeland modificado pode ser vista na Figura 3. Tal como mencionado anteriormente, o *snubber* deste circuito transfere a energia das comutações para um capacitor de grampeamento C_s e originalmente a dissipa no resistor R_d .

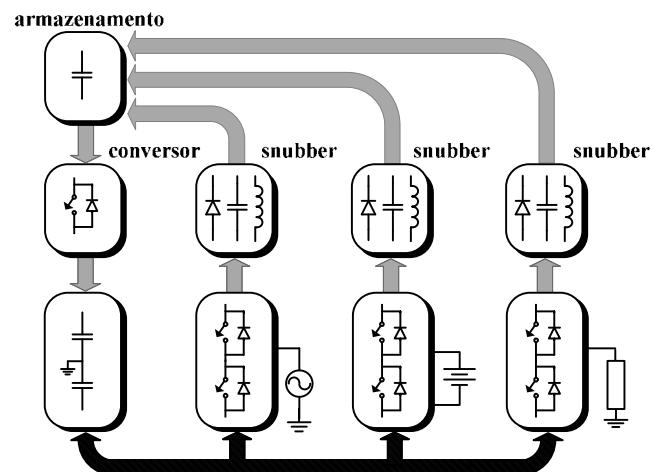


Fig. 2. Diagrama de blocos simplificado da UPS proposta.

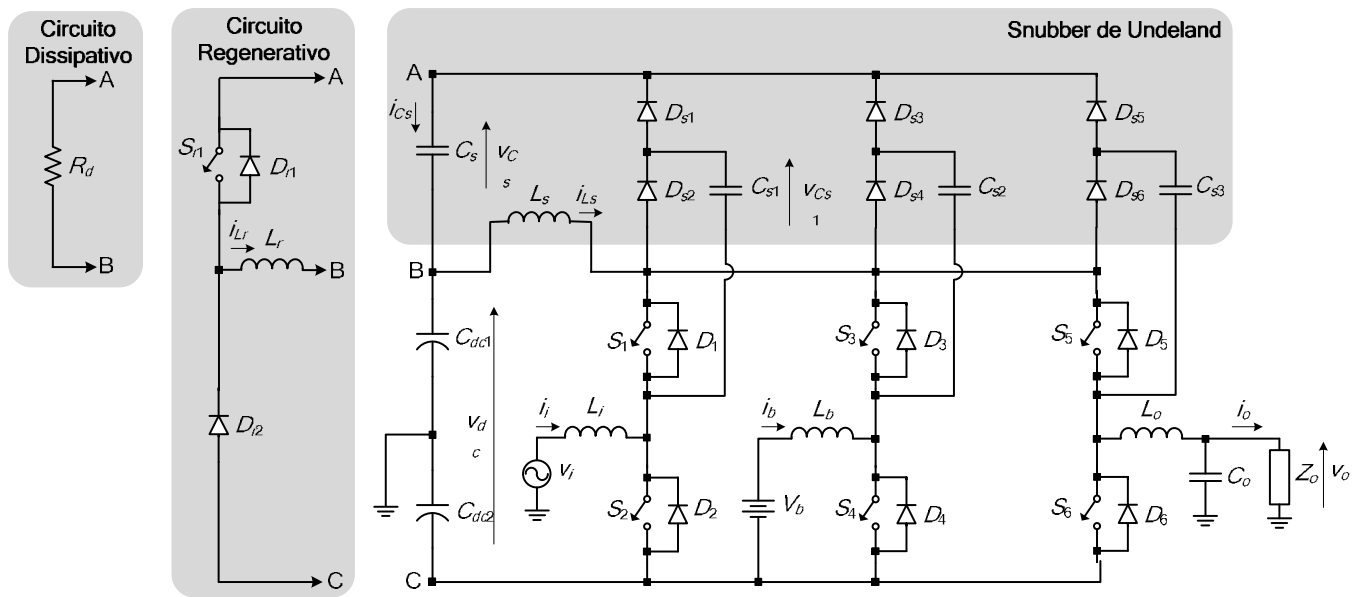


Fig. 3. Circuito da UPS proposta.

Alternativamente, é possível se modificar este circuito e incluir um conversor para regenerar a energia armazenada em C_s . Para tanto, é incluído um conversor QSC-ZVS *buck-boost* na UPS para regenerar esta energia, removendo o resistor R_d . A conexão deste circuito regenerativo com a UPS de dupla conversão é mostrada na Figura 3.

O conversor *buck-boost* pode ser projetado para operar com comutação suave, o que aumenta a sua eficiência, reduz a interferência eletromagnética e, logo, melhora o desempenho geral da UPS de dupla conversão.

Um circuito equivalente para analisar a operação do conversor *buck-boost* regenerativo é apresentado na Figura 4. Neste circuito, a tensão através do capacitor C_s é considerada uma fonte de tensão c.c. e as tensões através dos capacitores do barramento c.c. são substituídas por uma única fonte de tensão c.c.. Por fim, as capacitâncias intrínsecas dos semicondutores são consideradas.

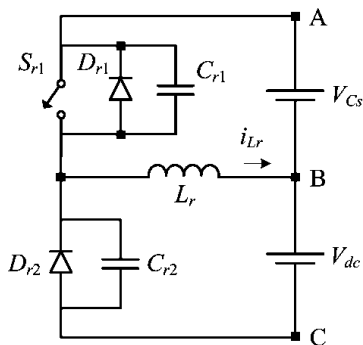


Fig. 4. Circuito equivalente do conversor *buck-boost* QSC-ZVS.

Baseado neste circuito equivalente, a operação do circuito regenerativo pode ser concisamente descrita como segue: inicialmente, a chave S_{r1} é ligada e a energia é transferida da fonte V_{Cs} para o indutor L_r . Posteriormente, a chave S_{r1} é desligada e a corrente circula através de C_{r1} e C_{r2} , carregando C_{r1} e descarregando C_{r2} . Quando a tensão sobre C_{r2} se anula,

o diodo D_{r2} entra em condução e a energia armazenada no indutor L_r é transferida para o barramento c.c.. Devido à energia de recuperação reversa do diodo D_{r2} , a corrente do indutor (i_{Lr}) decresce e torna-se negativa após atingir valor nulo. No instante que a energia de recuperação reversa é completamente transferida para o indutor L_r , o diodo D_{r2} deixa de conduzir e a corrente do indutor circula novamente através dos capacitores C_{r1} e C_{r2} , mas agora descarregando C_{r1} e carregando C_{r2} . Quando a tensão sobre C_{r1} atinge zero, o diodo D_{r1} entra em condução e há transferência de energia para a fonte V_{Cs} . Durante este intervalo de tempo, a chave S_{r1} pode ser acionada sob tensão nula.

IV. CONSIDERAÇÕES DE PROJETO

Esta seção apresenta algumas orientações para projetar o circuito de auxílio à comutação que compõe a UPS proposta.

A. Projeto do snubber de Undeland modificado

A metodologia de projeto para o *snubber* de Undeland modificado utiliza as especificações a seguir:

- V_{dc} – tensão nominal do barramento c.c.;
- di_s/dt_{\max} – taxa máxima de variação da corrente nas chaves principais;
- dv_s/dt_{\max} – taxa máxima de variação da tensão nas chaves principais;
- I_p – pico máximo de corrente nos braços do conversor;
- ΔV_{Cs} – máxima ondulação de tensão no capacitor C_s ;
- f_s – frequência de chaveamento das chaves principais.

Os principais componentes do *snubber* de Undeland modificado podem ser projetados empregando estas especificações, como segue:

Etapa 1- Definição da tensão de grampeamento do *snubber* de Undeland modificado no ponto de operação nominal. A seguinte faixa de valores é usualmente adotada para evitar uma significativa sobretensão nas chaves principais:

$$0,05V_{dc} \leq V_{Cs} \leq 0,1V_{dc} \quad (1)$$

Etapa 2 – Determinação da indutância L_s empregada para limitar a taxa de variação da corrente nas chaves principais:

$$L_s = \frac{V_{dc}}{di_s/dt|_{\max}} \quad (2)$$

Etapa 3 – Determinação das capacitâncias C_{s1} , C_{s2} e C_{s3} empregadas para limitar a taxa de variação da tensão nas chaves principais [32]:

$$C_{s1} = C_{s2} = C_{s3} = \max(f_1, f_2) \quad (3)$$

onde:

$$f_1 = \frac{1}{2(dv_s/dt|_{\max})^2} \left[\frac{V_{dc}^2}{L_s} + \sqrt{\frac{V_{dc}^4}{L_s^2} + (dv_s/dt|_{\max})^2 I_p^2} \right] \quad (4)$$

$$f_2 = \left(\frac{V_{dc}}{dv_s/dt|_{\max} \sqrt{L_s}} \right)^2 \quad (5)$$

Etapa 4 – Cálculo da potência máxima P_{Cs} transferida das chaves para o capacitor de grampeamento C_s durante as comutações.

A computação analítica de P_{Cs} é extremamente complexa devido a sua interdependência com um grande número de variáveis do circuito. Por este motivo, o método mais adequado para a obtenção de uma estimativa confiável do valor desta potência é simular o circuito como um todo, considerando:

- A UPS processa o nível máximo de potência no modo normal, ou seja, a saída alimenta uma carga resistiva nominal e o conversor bidirecional opera em modo *step-down* carregando o banco de baterias com corrente de carga máxima;
- O capacitor C_s é substituído por uma fonte de tensão constante V_{Cs} ;
- Os modelos usados para representar os componentes semicondutores são precisos e seus parâmetros corretamente definidos (modelo SPICE);
- O período de simulação contempla, no mínimo, um ciclo completo do sinal de referência de baixa frequência do inversor (60Hz).

Etapa 5 – Determinação do valor mínimo para o capacitor de grampeamento C_s para obter uma ondulação em sua tensão inferior ao valor especificado.

A computação analítica de C_s depende de i_{Cs} , cuja expressão não possui uma solução analítica simples. Novamente, tal como na Etapa 4, a maneira mais fácil e eficiente para estimar um valor confiável para esta corrente é simular todo o sistema, considerando as mesmas condições descritas na Etapa 4 e:

- Substituir a fonte de tensão c.c. V_{Cs} por um capacitor C_s , cuja capacitância é determinada iterativamente através de simulações. Uma estimativa para iniciar o processo iterativo de determinação desta capacitância pode ser dada por:

$$C_s = \frac{P_{Cs}}{\Delta V_{Cs} f_s V_{Cs}} \quad (6)$$

- Incluir a resistência série equivalente do capacitor no modelo simulado;
- Conectar um resistor R_d em paralelo com o capacitor C_s para dissipar a energia armazenada no capacitor. O valor desta resistência pode ser obtida por:

$$R_d = \frac{V_{Cs}^2}{P_{Cs}} \quad (7)$$

É importante ressaltar que a capacitância a ser empregada no projeto pode ser maior que o valor obtido em simulações. Uma capacitância maior não afeta o desempenho do *snubber*, porque resulta numa menor ondulação da tensão do capacitor de grampeamento. Nas implementações práticas, constata-se que o projeto deste capacitor está diretamente relacionado às restrições térmicas do componente empregado, devido ao elevado estresse térmico ao qual este componente normalmente é submetido. Por este motivo, em muitos projetos se requer a conexão de vários capacitores em paralelo para evitar a danificação dos componentes.

B. Projeto do conversor regenerativo buck-boost QSC-ZVS

A metodologia de projeto para o conversor *buck-boost* QSC-ZVS empregado para regenerar a energia armazenada no capacitor de grampeamento é baseada em [25]. Adicionalmente às especificações anteriormente definidas para o projeto do *snubber* de Undeland, é necessário se considerar a tensão no capacitor de grampeamento V_{Cs} e a potência máxima P_{Cs} transferida das chaves para o capacitor de grampeamento definidas durante o projeto do *snubber*.

Os principais componentes do conversor regenerativo podem ser projetados como segue:

Etapa 1 – Escolher o diodo D_{r2} , cuja tensão de pico é $V_{dc} + V_{Cs}$ e sua corrente média é dada por:

$$I_{Dr2_{avg}} = \frac{P_{Cs}}{V_{dc}} \quad (8)$$

A partir da escolha do diodo, obtém-se em seu *datasheet* os seguintes parâmetros: tempo de recuperação reversa (t_{rr}), a taxa de variação da corrente utilizada no teste de recuperação reversa (di_d/dt) e a capacitância intrínseca da junção (C_{r2}). A partir destes valores, determina-se o valor de pico da corrente de recuperação reversa:

$$I_R = \frac{2Q_{rr}}{t_{rr}} \quad (9)$$

Etapa 2 – Determinação da razão cíclica nominal do conversor:

$$D_{nom} = \frac{V_{dc}}{V_{dc} + V_{Cs}} \quad (10)$$

Etapa 3 – Determinação da indutância L_r :

$$L_r = \left(a - \sqrt{a^2 - b} \right) V_{dc} (1 - D_{nom})^2 \quad (11)$$

onde:

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

$$a = \frac{1}{2f_s I_{Dr2_{avg}}} + \frac{4Q_{rr}}{6I_{Dr2_{avg}}^2} \quad (12)$$

$$b = \frac{1}{4f_s^2 I_{Dr2_{avg}}^2} \quad (13)$$

Etapa 4 – Determinação da corrente de pico no indutor L_r :

$$I_{Lr_{pk}} = \frac{D_{nom} \cdot V_{Cs}}{f_s \cdot L_r} - I_R \quad (14)$$

Etapa 5 – Cálculo da corrente eficaz no diodo D_{r2} :

$$I_{Dr2_{rms}} = \sqrt{\frac{L_r}{3 \cdot V_{dc} \cdot T_s} \cdot (I_R^3 + I_{Lr_{pk}}^3)} \quad (15)$$

Etapa 6 – Escolha da chave S_{r1} , cuja tensão máxima é $V_{dc} + V_{Cs}$ e sua corrente média é:

$$I_{Sr1_{avg}} = \frac{V_{Cs} \cdot f_s}{2 \cdot L_r} t_{sw}^2 \quad (16)$$

onde:

$$t_{sw} = \frac{D_{nom}}{f_s} - \frac{I_R L_r}{V_{Cs}} \quad (17)$$

Etapa 7 – Cálculo da corrente eficaz na chave S_{r1} :

$$I_{Sr1_{rms}} = \frac{V_{Cs}}{L_r} \sqrt{\frac{t_{sw}^3}{3 \cdot T_s}} \quad (18)$$

A capacitância de saída da chave selecionada (C_{r1}) é obtida a partir de seu *datasheet*. Este valor é utilizado no próximo passo.

Etapa 8 – Verificação da condição de comutação suave, que é dada por:

$$Q_{rr} > \frac{3(C_{r1} + C_{r2})(V_{dc} + V_{Cs})^2}{4V_{dc}} \quad (19)$$

Caso esta condição não seja satisfeita, o circuito regenerativo opera no modo dissipativo. Neste caso, para obter um conversor operando em ZVS, é necessário repetir todo o procedimento de projeto com outro diodo D_{r2} que possua um tempo de recuperação reversa maior que o inicialmente empregado.

Etapa 9 – Determinação da razão cíclica de S_{r1} que atenda à seguinte condição:

$$D_{min} < D < D_{nom} \quad (20)$$

onde:

$$D_{min} = D_{nom} - \frac{f_s}{V_{Cs}} \sqrt{\frac{4}{3} L_r V_{dc} Q_{rr}} \quad (21)$$

A faixa de valores de razão cíclica entre D_{min} e D_{nom} esta associada ao período de condução de D_{r1} , no qual a chave S_{r1} deve ser acionada a para garantir a comutação ZVS.

Um protótipo da UPS não isolada de dupla conversão apresentada na Figura 3 foi construído em laboratório. As especificações da UPS são apresentadas na Tabela I e os componentes principais deste protótipo estão na Tabela II.

Tabela I
Especificações da UPS

$v_i = 127 \text{ V}_{rms}$	Tensão de entrada
$v_o = 127 \text{ V}_{rms}$	Tensão de saída
$v_{dc} = 400 \text{ V}$	Tensão do barramento DC
$V_{bat} = 96 \text{ V}$	Tensão do banco de baterias
$S_o = 1 \text{ kVA}$	Potência nominal na saída
$f_s = 50 \text{ kHz}$	Frequência de chaveamento

Tabela II
Principais componentes usados na UPS

$S_1 - S_6, S_{r1}$	IGBTs IRG4PF50WD
$D_1 - D_6, D_{r1}$	Diodos interno dos IGBTs IRG4PF50WD
$D_{S1} - D_{S6}, D_{r2}$	Diodos: HFA16TB120
$C_{r1} - C_{r2}$	Capacitor de polipropileno: 4.7 nF
$C_{s1} - C_{s3}$	Capacitor de polipropileno: 4.7 nF
C_{dc1}, C_{dc2}	Capacitor Eletrolítico: 680 $\mu\text{F}/400\text{V}$
C_s	Capacitor Eletrolítico: 2 x 470 $\mu\text{F}/250\text{V}$
C_o	Capacitor de polipropileno: 5 x 1 μF
L_i, L_b, L_o	Indutor Toroidal: 560 μH Núcleo pó de ferro Magmattec, 2x MMT330T7725, 67 espiras fio 19AWG
L_r	Indutor do conversor auxiliar: 28 μH Núcleo de ferrite NEE-42/21/15 da Thornton, 12 espiras, 33 fios 28AWG em paralelo.
L_s	Indutor snubber: 5 μH Núcleo de ferrite NEE-42/21/15 da Thornton, 7 espiras, 69 fios 28AWG em paralelo.
$t_{rr} = 164 \text{ ns}$	Tempo de recuperação reversa de D_{r2}
$Q_{rr} = 680 \text{ nC}$	Carga de recuperação reversa de D_{r2}
$di/dt_{max} = 200 \text{ A}/\mu\text{s}$	Taxa máxima de variação de corrente para D_{r2}
$C_{r1} = 200 \text{ pF}$	Capacitância de saída de S_{r1}
$C_{r2} = 27 \text{ pF}$	Capacitância de junção de D_{r2}

As tensões de entrada e de saída da UPS são iguais, permitindo a implementação da chave *bypass* sem a necessidade de transformador. A tensão do barramento c.c. foi definida em 400 V, resultando em um índice de modulação de amplitude nominal de 0,9. Além disso, a tensão do banco de baterias foi definida em 96 V, resultando em uma autonomia de 15 min para carga nominal de 1 kW quando baterias de 7 Ah são empregadas, as quais apresentam o menor custo por Ah.

O controle da UPS foi implementado em malha fechada buscando obter um alto fator de potência de entrada e uma tensão de saída com TDH reduzida em ambos os modos de operação. Além disso, o controle implementado permite a carga da bateria com corrente controlada e a manutenção da regulação do barramento no modo *backup*.

A Figura 5 mostra as formas de onda da tensão e da corrente de entrada no modo normal de operação com carga nominal. A TDH da corrente de entrada é de 3,4% e o fator de potência 0,99, confirmando que o circuito de auxílio à comutação não interfere na qualidade da corrente drenada pelo retificador reversível. As Figuras 6 e 7 apresentam as formas de onda da tensão e da corrente de saída no modo normal de operação com cargas linear e não linear, respectivamente. A TDH da tensão de saída ficou em 1,2% para carga não linear, demonstrando que a qualidade da tensão de saída também não é prejudicada pela influência do circuito de auxílio à comutação.

As Figuras 8 e 9 mostram as formas de onda da tensão e da corrente de saída no modo normal de operação, durante transitório de carga de 50% para 100%, com carga linear e não linear, respectivamente. Observa-se que a tensão de saída praticamente não sofre influência durante os transitórios, mostrando que o snubber regenerativo não influencia negativamente no controle da tensão de saída.

Quando a amplitude da tensão c.a. de entrada está fora das tolerâncias de configuração, a UPS entra no modo *backup* e o conversor c.c.-c.c. bidirecional opera como um conversor *boost* para manter a tensão do barramento c.c. regulada, extraindo energia do banco de baterias. A Figura 10 mostra a tensão e a corrente drenada do banco de baterias.

A eficiência da UPS proposta foi comparada à de uma UPS com *snubber* de Undeland dissipativo. As Figuras 11 e 12 mostram as curvas de eficiência de ambas as UPS's no modo normal e no modo *backup*, respectivamente.

Os resultados mostram que o *snubber* regenerativo melhora a eficiência em torno de 6% sobre uma ampla faixa de potência de saída. Além disso, a eficiência no modo *backup* é mais baixa que a eficiência obtida no modo normal, pois a corrente drenada do banco de baterias no modo *backup* é maior que a corrente drenada da rede pelo retificador no modo normal de operação, ocasionando um aumento nas perdas. A Figura 13 traz uma foto do protótipo.

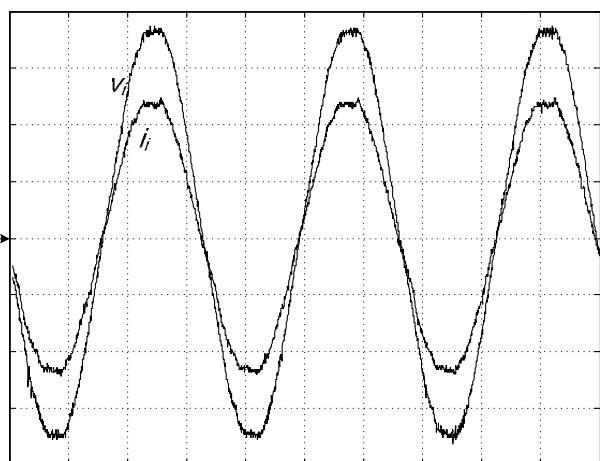


Fig. 5. UPS no modo normal: formas de onda de tensão e corrente de entrada (50 V/div, 5 A/div, 5 ms/div).

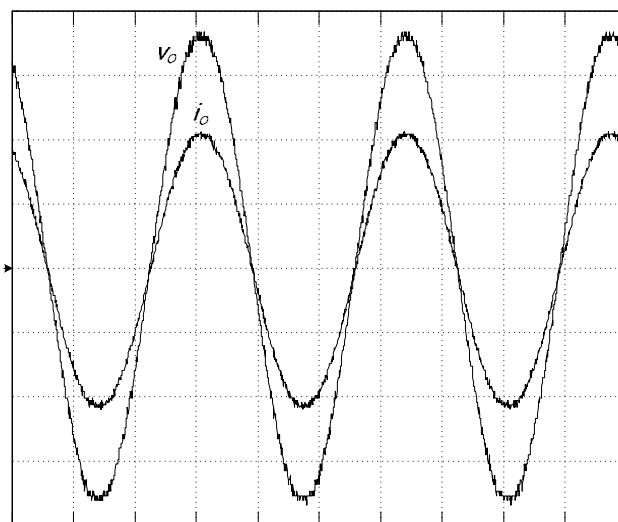


Fig. 6. UPS no modo normal: formas de onda de tensão e corrente de saída com carga linear. (50 V/div, 5 A/div, 5 ms/div).

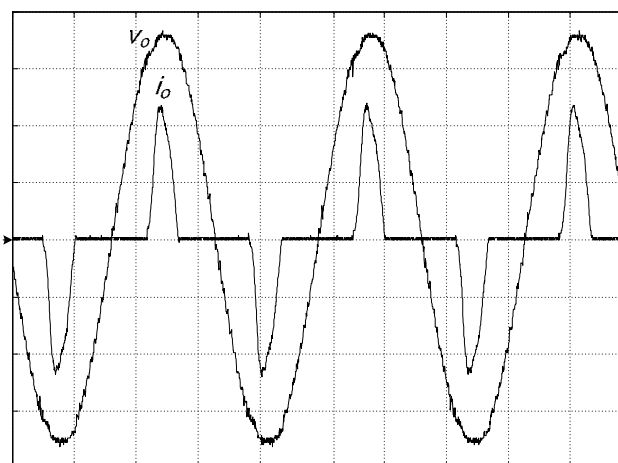


Fig. 7. UPS no modo normal: formas de onda de tensão e corrente de saída com carga não linear. (50 V/div, 5 A/div, 5 ms/div).

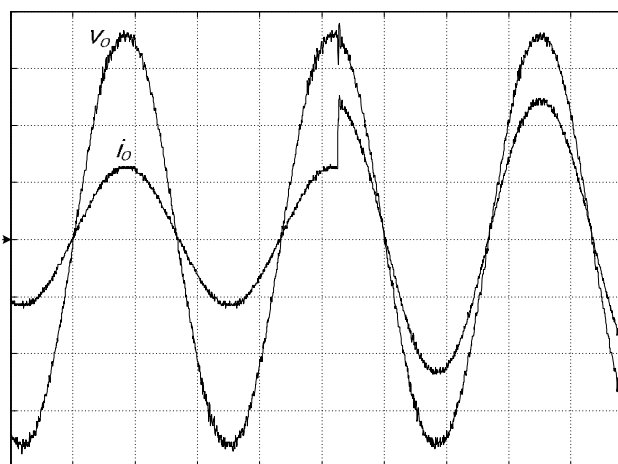


Fig. 8. Transitório de carga 50%-100%. Tensão e corrente de saída com carga linear. (50 V/div, 5 A/div, 5 ms/div).

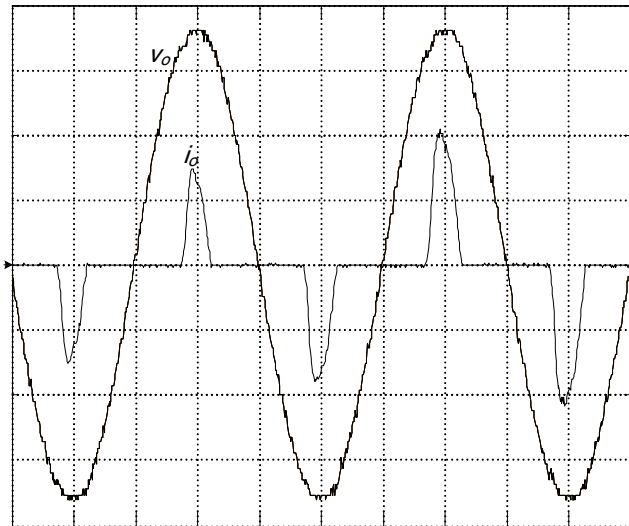


Fig. 9. Transitório de carga 50%-100%. Tensão e corrente de saída com carga não linear. (50 V/div, 5 A/div, 5 ms/div).

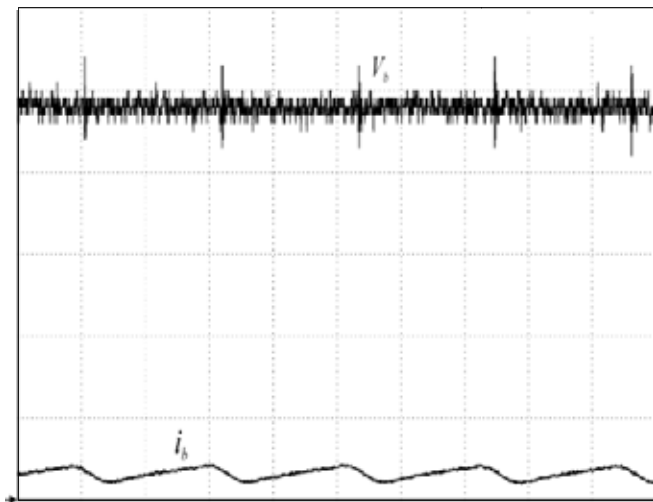


Fig. 10. UPS no modo backup: tensão e corrente no banco de baterias (20 V/div, 10 A/div, 10 us/div).

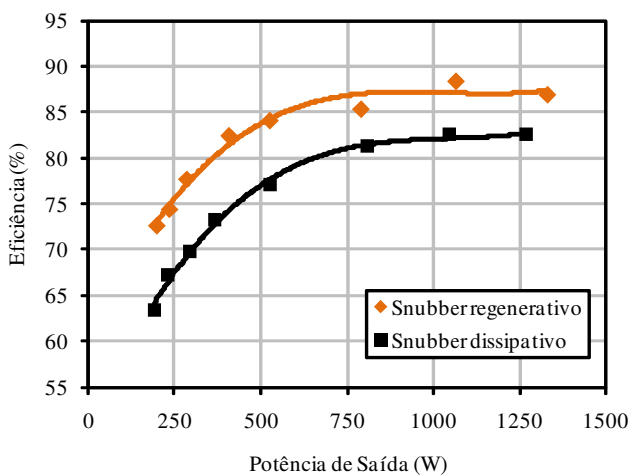


Fig. 11. Curva de Eficiência da UPS no modo normal.

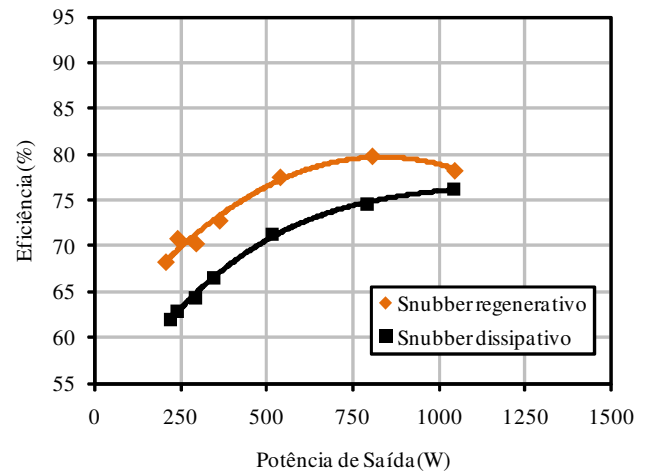


Fig. 12. Curva de eficiência da UPS em modo backup.



Fig. 13. Foto do protótipo.

VI. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou uma nova UPS não isolada de dupla conversão, que utiliza um *snubber* de Undeland modificado para transferir a energia que seria dissipada sobre as chaves principais durante as comutações para um capacitor de grampeamento, e um simples conversor *buck-boost* regenera esta energia para o barramento c.c.. Esta topologia apresenta maior eficiência em comparação com *snubbers* dissipativos. Os principais pontos positivos do *snubber* regenerativo proposto são:

- estrutura robusta com apenas uma chave controlada;
- o *snubber* regenerativo opera em malha aberta e sem necessidade de sincronismo com o conversor principal;
- baixa tensão de grampeamento através do capacitor;
- procedimento simples de projeto com poucas restrições.

Os resultados experimentais inclusos no artigo mostram que o *snubber* regenerativo melhora a eficiência em torno de 6% sobre uma ampla faixa de potência de saída com relação aquela que emprega *snubber* dissipativo. Por este motivo, o *snubber* regenerativo apresentado pode ser uma solução útil para diversas topologias de UPS, principalmente aquelas topologias com *n*-braços, tanto monofásicas quanto trifásicas.

REFERENCIAS

- [1] *IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications*, IEEE Standard 446-1995 (Orange Book), 1995.
- [2] *Uninterruptible Power Systems (UPS) – Part 3: Method of Specifying the Performance and Test Requirements*, IEC 62040-3, 1999.
- [3] R. Koffler, "Transformer or Transformerless UPS?", *IEE Power Engineer*, v. 17, n. 3, pp. 34-36, June/July 2003.
- [4] K. Hirachi, A. Kajiyama, T. Mii, M. Nakaoka, "Cost-Effective Bidirectional Chopper-Based Battery Link UPS with Common Input-Output Bus Line and Its Control Scheme", in *Proc. 22nd IECON*, pp. 1681-1686, 1996.
- [5] R. C. Fuentes, H. Pinheiro, "Uma Nova Topologia De Ups Monofásica Não Isolada Baseada Em Conversores Boost," *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 05, n^o 2, pp. 1 - 8, Novembro 2000.
- [6] C. G. C. Branco, et al., "A Non-isolated Single Phase Ups Topology With 110v/220v Input Output Voltage Ratings," *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 11, n^o 2, pp. 111 - 118, Julho 2006.
- [7] J.-K. Park, J.-M. Kwon, E.-H. Kim, B.-H. Kwon, "High-Performance Transformerless Online UPS", *IEEE Trans. Ind. Electr.*, vol. 55, n. 8, pp. 2943-2953, Aug. 2008.
- [8] T. M. Undeland, "Switching Stress Reduction in Power Transistor Converters", in *Proc. IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 383-391, 1976.
- [9] J. Holtz, S. F. Salama, K. Werner, "A Nondissipative Snubber Circuit for High-Power GTO-Inverters", in *Proc. IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 613-618, 1987.
- [10] D. Tardiff, T. H. Barton, "A Summary of Resonant Snubber Circuits for Transistors and GTOs", in *Proc. IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 1176-1180, 1989.
- [11] J. A. Taufiq, "Advanced Inverter Drivers For Traction", in *5th European Conf. on Power Electr. and Applicat.*, v. 5, pp. 224-228, 1993.
- [12] X. He, Y. Deng, B. W. Williams, S. J. Finney, Z. Qian, "A Simple Energy Recovery Circuit for High-Power Inverters With Complete Turn-On and Turn-Off Snubbers", *IEEE Trans. Ind. Electr.*, v. 51, n. 1, pp. 81-88, Feb. 2004.
- [13] X. He, A. Chen, H. Wu, Y. Deng, R. Zhao, "Simple Passive Lossless Snubber for High-Power Multilevel Inverters", *IEEE Trans. Ind. Electr.*, v. 53, n. 3, pp. 727-735, June 2006.
- [14] A. Cheriti, "A Rugged Soft Commutated PWM Inverter for AC Drivers", in *Proc. IEEE PESC*, pp. 656-662, 1990.
- [15] H. Foch, M. Cheron, M. Metz, T. Meynard, "Commutation Mechanisms and Soft Commutation in Static Converters", in *Proc. COBEP'91*, pp. 338-346, 1991.
- [16] W. McMurray, "Resonant Snubbers with Auxiliary Switches", in *Proc. IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 829-834, 1990.
- [17] J. A. Bassett, "New Zero Voltage Switching, High Frequency Boost Converter Topology for Power Factor Correction", in *Proc. INTELEC'95*, pp 813-820, 1995.
- [18] A. Pietkiewicz, D. Tollik, "New High Power Single-Phase Power Factor Corrector with Soft-Switching", in *Proc. INTELEC'96*, pp 114-119, 1996.
- [19] C. M. O. Stein, H. A. Gründling, H. Pinheiro, J. R. Pinheiro, H. L. Hey, "Zero-Current and Zero-Voltage Soft-Transition Commutation Cell for PWM Inverters", *IEEE Trans. Power Electr.*, v. 19, n. 2, pp. 396-403, March 2004.
- [20] Y. Li, F. C. Lee, "Design methodologies for high-power three-phase zero-current-transition inverters", in *Proc. IEEE-PESC*, pp.1217-1223, 2001.
- [21] Y. P. Li, F. C. Lee, D. Boroyevich, "A Simplified Three-Phase Zero-Current-Transition Inverter With Three Auxiliary Switches", *IEEE Trans. Power Electr.*, v. 18, n. 3, pp. 802-813, May 2003.
- [22] M. Mezaroba, D. C. Martins, I. Barbi, "A ZVS PWM Inverter With Active Voltage Clamping Using the Reverse Recovery Energy of the Diodes", *IEEE Trans. Circuits and Systems I: Regular Papers*, v. 52, n. 10, pp. 2219 - 2226, Oct. 2005.
- [23] J. L. Russi, M. L. S. Martins, L. Schuch, J. R. Pinheiro, H. L. Hey, "Synthesis methodology for multipole ZVT converters", *IEEE Trans. Ind. Electr.*, vol. 54, n. 3, pp. 1783-1795, June 2007.
- [24] L. Schuch, C. Rech, J. R. Pinheiro, "Integrated auxiliary commutation circuits: a generalised approach", *IET Power Electr.*, v. 2, n. 1, pp. 42-51, Jan. 2009.
- [25] M. Mezaroba, J. D. Sperb, "Conversor Auxiliar com Comutação ZVS Aplicado ao Snubber de Undeland Regenerativo", *Revista Eletrônica de Potência*, v. 13, n. 2, pp. 61-68, May 2008.
- [26] V. Vorpérian, "Quasi-Square-Wave Converters: Topologies and Analysis", *IEEE Trans. Power Electr.*, v. 3, n. 2, pp 183-191, April 1988.
- [27] R. W. Johnson Jr., "Power Conversion Apparatus and Methods Using Balancer Circuits," U.S. Patent 6 819 576 B2, Nov. 16, 2004.
- [28] F. Botterón, H. Pinheiro, "Controlador Discreto De Alto Desempenho Com Base Num Modelo Interno Em Eixos Síncronos Para Ups Trifásica Que Satisfaz A Norma Iec62040-3," *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 11, n^o 2, pp. 135 - 147, julho 2006.
- [29] R. P. Torrico-Bascopé, et al., "A Non-isolated Single Phase Ups Topology With 110v/220v Input Output Voltage Ratings," *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 11, n^o 2, pp. 111 - 118, Julho 2006.
- [30] C. H. F. Félix, et al., "Digital Control Of A Three-phase Ups," *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 12, n^o 3, pp. 189 - 196, Novembro 2007.
- [31] C. H. G. Treviso, et al., "No-break Para Aplicações Residenciais, Comerciais E Industriais De 5kw Com Interface Para Pannel Solar," *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 14, n^o 3, pp. 173 - 180, Agosto 2009.
- [32] J. D. Sperb, "Projeto de um Inversor Trifásico com Snubber de Undeland Regenerativo e Controle Digital Implementado no DSP TMS320F2812", *Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica*, Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), 2007.
- [33] J. Dias. "Condicionador Unificado de Qualidade de Energia com Controle Digital", *Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica*, Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), 2009.

DADOS BIOGRÁFICOS

Marcos R. Reinert, nasceu em 1986 em Joinville, SC. É acadêmico de Engenharia Elétrica na UDESC onde atuou como Bolsista de Iniciação Científica em 2008 e 2009. Entre 2010 e 2011 atuou como estagiário no setor de engenharia da empresa Supplier Ind. e Com. de Eletroeletrônicos Ltda em Joinville, SC.

Jonathan D. Sperb, nascido em 1981 na cidade de Apucarana, PR, recebeu os títulos de Engenheiro e Mestre em Engenharia Elétrica pela UDESC em 2005 e 2007 respectivamente. Desde 2007, atua na área de P&D na empresa Supplier Ind. e Com. de Eletroeletrônicos Ltda em Joinville, SC. Suas áreas de interesse incluem fontes de alimentação c.c. e c.a., fontes de Alta Tensão e Correção do Fator de Potência.

Marcelo Mezaroba, 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

Associado no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Santa Catarina (UDESC) desenvolvendo atividades de pesquisa junto ao Núcleo de Processamento de Energia Elétrica (nPEE). É membro da SOBRAEP e do IEEE.

Cassiano Rech. Formou-se em Engenharia Elétrica e obteve os títulos de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria, Rio Grande do Sul, Brasil, em 1999, 2001 e 2005, respectivamente, onde atualmente atua como professor adjunto

Leandro Michels, obteve os títulos de engenheiro eletricista (2002) e doutor em engenharia elétrica (2006), ambos pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), RS, Brasil. Atuou no período de 2005 a 2007 como professor substituto junto ao Departamento de Eletrônica e Computação na mesma universidade, onde atualmente é professor adjunto. É membro da SBA e SOBRAEP.