

UMA FAMÍLIA DE CONVERSORES PARA RECICLAGEM DE POTÊNCIA DURANTE O TESTE DE BURN-IN DE UPS's

Carlos Augusto Ayres (●)

Ivo Barbi

Universidade Federal de Santa Catarina
Instituto de Eletrônica de Potência - INEP
Caixa Postal 5119 - 88010-970 - Florianópolis - SC - BRASIL
Telefone: (048) 231.9204 Fax: (048) 231.9770 e-mail: ivo@inep.ufsc.br

Abstract - This paper introduces a family of power converters for power recycling during the burn-in test of synchronized UPS's (Uninterruptible Power Supplies) with sinusoidal output voltage.

The main feature of these converters is their ability to draw from the UPS and to inject into the utility grid a low total harmonic distortion (THD) current and high power factor with no need of a current loop to impose sinusoidal waveform in the input and output currents.

These converters operate at constant frequency, with no feedback loop (open loop) and utilizes conventional PWM (Pulse Width Modulation) IC developed for DC/DC switching power supplies.

Operation description, mathematical analysis, design example and experimental results are provided in the paper.

Resumo - Este artigo apresenta uma família de conversores para realizar a reciclagem de potência durante o teste de "burn-in" de UPS's (Uninterruptible Power Supplies) com tensão de saída senoidal e sincronizada com a rede elétrica.

A característica principal da estrutura proposta é sua habilidade de drenar da UPS e injetar na rede correntes com baixa distorção harmônica total (THD) e fator de potência quase unitário sem a necessidade de nenhum tipo de malha de controle para garantir correntes de entrada e de saída senoidais.

Estes conversores operam em frequência constante, em malha aberta e foram utilizados circuitos integrados PWM (Modulação por Largura de Pulso) convencionais, normalmente empregados em fontes chaveadas.

Descrição de funcionamento, análise matemática e um exemplo de projeto com os respectivos resultados experimentais são apresentados no artigo.

I. INTRODUÇÃO

O teste de "burn-in" de fontes de alimentação de corrente contínua ou alternada é realizado pelo fabricante com o objetivo de garantir melhor qualidade do produto, detetando-

(●) afastado da Escola Federal de Engenharia de Itajubá - EFEI - Itajubá - MG para doutoramento na UFSC.

se possíveis falhas no equipamento produzido. Neste teste, o equipamento é submetido a uma condição de 50 a 100% da sua carga nominal por um período de 24 a 72 horas [1].

Tradicionalmente, no teste de "burn-in" de UPS's, os fabricantes utilizam bancos de resistores para simulação da carga. Conseqüentemente, toda essa energia é perdida na forma de calor e ainda provoca gastos adicionais de energia elétrica com a refrigeração do local de teste. Isto representa um aumento no custo final do produto.

Algumas propostas para devolução para a rede elétrica da energia envolvida no teste foram apresentadas recentemente.

Em [2,3], uma técnica que utiliza conversores é apresentada e o diagrama de blocos correspondente está mostrado na Fig. 1. O inversor PWM é modulado para impor uma corrente de saída senoidal. Dessa forma, uma corrente com baixa THD é devolvida para a rede. No entanto, esta técnica requer um controle ativo da corrente de saída do inversor, que emprega uma circuitagem complexa. Além disso, um transformador de baixa frequência é necessário para a adaptação de tensões, com o objetivo de garantir a correta operação do inversor, e um capacitor de filtragem deve ser usado para a obtenção do barramento CC. Em [2,3], a corrente drenada das UPS's não é senoidal, no entanto, esta técnica pode ser utilizada também para UPS's não sincronizadas e com a possibilidade de teste simultâneo de mais de um equipamento.

Em [4], o princípio da injeção de uma tensão de quadratura é utilizado para controlar o fluxo de potência entre a UPS sincronizada e a rede. A tensão injetada pode ser conseguida através do uso de dois auto transformadores ou um inversor de tensão controlado. A Fig. 2 ilustra o diagrama de blocos para este caso.

Em [1], a proposta consiste na utilização de um transformador regulador e de uma indutância variável entre a UPS e a rede, controlando a potência transferida. Este método emprega apenas componentes passivos e pesados, não sendo adequado para a automatização do teste. A Fig. 3 mostra o circuito equivalente neste caso.

Uma outra técnica para ser utilizada no teste de "burn-in" de UPS's sincronizadas é proposta neste artigo e é descrita e analisada a seguir. A nova técnica não requer o uso do transformador de baixa frequência, do capacitor eletrolítico de filtragem nem de uma malha de corrente para imposição do alto fator de potência.

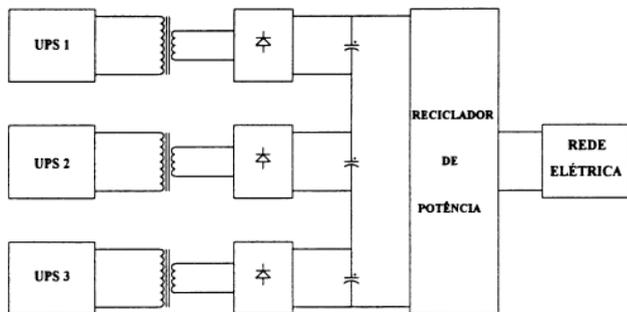


Fig. 1. Diagrama de blocos de proposta em [2,3].

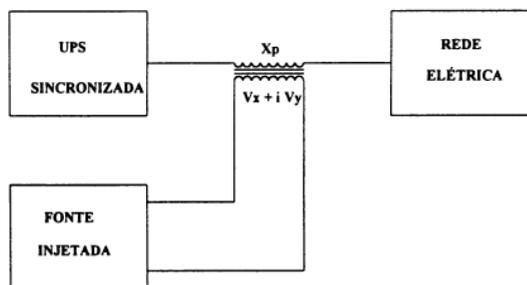


Fig. 2. Diagrama de blocos de proposta em [4].

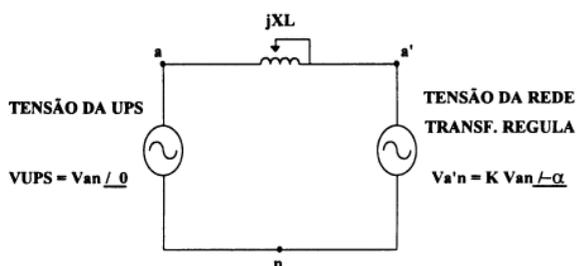


Fig. 3. Circuito equivalente da proposta em [1].

II. O CONVERSOR PROPOSTO E SEU PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

A Fig. 4 mostra o conversor a ser utilizado no teste de "burn-in" de UPS's sincronizadas com a rede. O primeiro estágio de processamento de potência é um retificador de onda completa, que fornece na sua saída uma tensão senoidal retificada de 120 Hz. O segundo estágio é um conversor CC/CC. Este estágio é responsável pela imposição da forma de onda com envoltória senoidal retificada de 120 Hz na sua corrente de entrada e de saída. O último estágio é um inversor de corrente sincronizado com a rede que tem a função de converter a corrente senoidal retificada, fornecida pelo conversor CC/CC, em uma corrente senoidal sincronizada com a rede. O inversor opera em baixa frequência, mudando o par de chaves ativas a cada meio período de rede. Como o conversor CC/CC opera em alta frequência, é necessária a utilização de filtros LC na entrada e na saída da estrutura para eliminar os harmônicos de alta

frequência na corrente. Dessa forma, tanto a corrente drenada da UPS como a corrente injetada na rede apresentam forma de onda senoidal com baixa distorção harmônica e alto fator de potência.

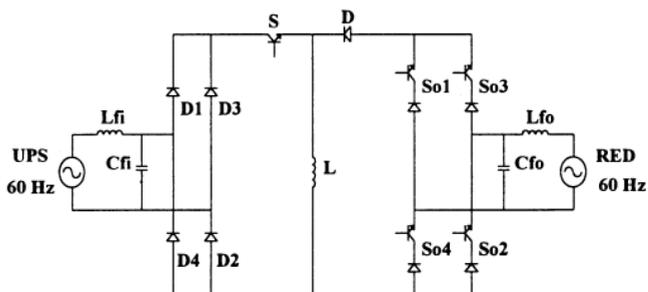


Fig. 4. Reciclador de potência para o teste de burn-in de UPS's sincronizadas.

Na Fig. 4, o conversor buck-boost foi utilizado no segundo estágio. O conversor CC/CC pode operar no modo contínuo (CCM) ou descontinuo (DCM). Neste artigo, o modo de operação descontinuo é analisado pois, neste caso, o pico da corrente nos semicondutores naturalmente segue a forma de onda senoidal da tensão de entrada. Conseqüentemente, não será necessário nenhuma malha de controle para se impor correntes de entrada e de saída com forma de onda senoidal. Portanto, o conversor proposto opera em malha aberta.

Na análise das etapas de operação do conversor, as tensões de entrada e de saída foram consideradas constantes pois a frequência de chaveamento é muito maior que a frequência da rede. Considerou-se, também, que os filtros de entrada e saída são ideais, ou seja, realizam o bloqueio das harmônicas de alta frequência nas correntes, permitindo apenas a passagem do sinal de 60 Hz e apresentam ondulação de tensão nula no capacitor.

No modo descontinuo, tem-se três estágios de funcionamento:

1ª etapa (\$t_0 - t_1\$): No instante \$t_0\$, a chave \$S\$ é ativada. O diodo \$D\$ está bloqueado e a corrente pela chave cresce linearmente a partir de zero tendo em vista que a tensão de entrada foi considerada constante no período de chaveamento. Nesta etapa, a energia proveniente da UPS é armazenada no indutor buck-boost. No instante \$t_1\$, a chave é bloqueada, finalizando esta etapa.

Definindo a tensão da UPS:

$$V_i(\theta) = V_{ip} \text{sen}\theta \quad (1)$$

Onde:

\$V_{ip}\$: tensão de pico da UPS

Durante este intervalo, a corrente que circula pela chave e pelo indutor é a mesma e está descrita na Eq. 2.

$$I_L(t) = I_S(t) = \frac{V_{ip} \text{sen}\theta}{L} t \quad (2)$$

$$I_D(t) = 0 \quad (3)$$

2ª etapa ($t_1 - t_2$): No instante t_1 , com o bloqueio da chave S, o diodo D entra em condução e a energia armazenada no indutor é transferida para a saída através do inversor de corrente. A corrente pelo diodo decresce linearmente até atingir zero no instante t_2 . Neste instante, o diodo bloqueia, encerrando esta etapa de operação com o indutor buck-boost totalmente desmagnetizado.

A tensão da rede é dada na Eq. 4.

$$V_o(\theta) = V_{op} \text{sen}\theta \quad (4)$$

Onde:

V_{op} : pico da tensão da rede

A corrente no diodo e no indutor é a mesma neste intervalo e estão descritas na Eq. 5.

$$I_L(t) = I_D(t) = I_p(\theta) - \frac{V_{op} \text{sen}\theta}{L} t \quad (5)$$

Onde:

$I_p(\theta)$: corrente de pico na chave no ângulo θ

$$I_S(t) = 0 \quad (6)$$

3ª etapa ($t_2 - t_3$): Neste intervalo, a chave S e o diodo D estão bloqueados e não há nenhuma transferência de energia.

$$I_S(t) = I_D(t) = I_L(t) = 0 \quad (7)$$

A Fig. 5 mostra as três etapas de funcionamento no modo descontínuo de operação para meio período da tensão da rede.

A Fig 6 ilustra as formas de onda mais relevantes nesse intervalo (uma frequência de chaveamento mais baixa foi utilizada para maior clareza).

Na Fig. 7, as formas de onda de corrente nos semicondutores em um período de chaveamento estão apresentadas.

III. ANÁLISE MATEMÁTICA

Os resultados mais relevantes obtidos na análise matemática do conversor estão apresentados a seguir.

Definindo:

T_s : período de chaveamento;

t_c : intervalo $t_0 - t_1$ (chave S conduzindo);

t_d : intervalo $t_1 - t_2$ (diodo D conduzindo);

t_b : intervalo $t_2 - t_3$ (chave S e diodo D bloqueados);

D : razão cíclica ou ciclo de trabalho do conversor.

Através das eqs. 2 e 5, pode-se obter:

$$t_d = \alpha t_c = \alpha D T_s \quad (8)$$

Onde:

$$\alpha = \frac{V_{ip}}{V_{op}} \quad (9)$$

A condição para operação no modo descontínuo é:

$$t_d + t_c < T_s \quad (10)$$

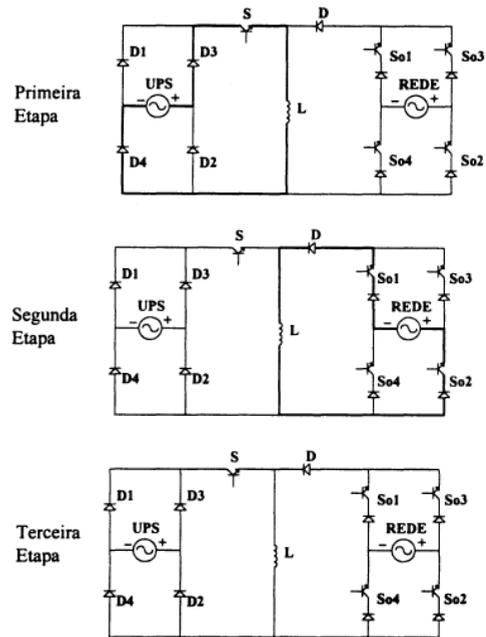


Fig. 5. Etapas de operação em meio período da tensão da rede.

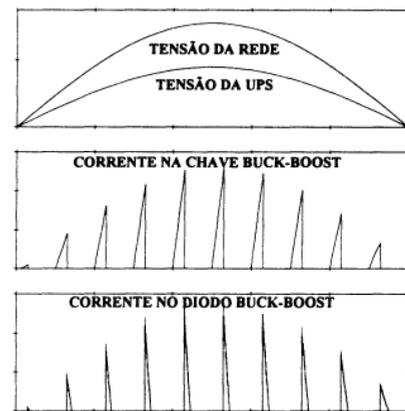


Fig. 6. Principais formas de onda em meio período da tensão da rede.

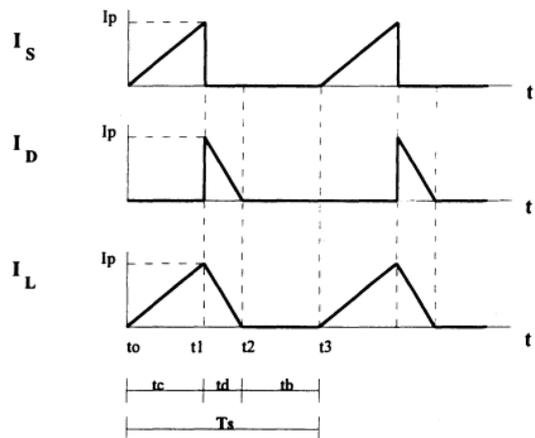


Fig. 7. Principais formas de onda de corrente em um período de chaveamento.

Esse limite resulta em um valor máximo no ciclo de trabalho dado por:

$$D_{\max} < \frac{1}{1+\alpha} \quad (11)$$

O gráfico do máximo ciclo de trabalho em função de α está representado na Fig. 8.

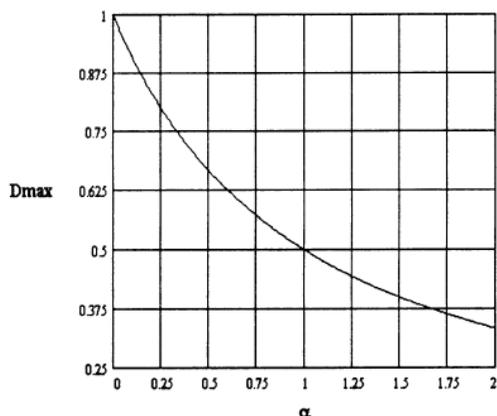


Fig. 8. Ciclo de trabalho máximo para operação descontínua.

A corrente média de saída pode ser obtida integrando-se a corrente de saída (do diodo D) no período de chaveamento e, em seguida, em meio período da rede. A Eq. 12 apresenta o resultado obtido para o valor médio da corrente de saída em um período de chaveamento:

$$I_{OmedT_s} = \frac{V_{ip} \text{sen} \theta \alpha D^2}{2 L f_s} \quad (12)$$

Utilizando-se o resultado anterior, pode-se calcular o valor médio em meio período de rede, resultando:

$$\overline{I_{Omed}} = \frac{X_L}{V_{op}} I_{Omed} = 2 \alpha^2 D^2 \quad (13)$$

Considerando-se os filtros de entrada e saída ideais, pode-se obter a potência envolvida a partir da corrente média e do conhecido fator $\sqrt{2}$ entre o valor médio e o valor eficaz dos sinais senoidais. Desse modo, a característica de saída do conversor foi calculada e o resultado é apresentado na Eq. 14, em termos da potência de saída parametrizada:

$$\overline{P_o} = \frac{X_L}{V_{op}^2} P_o = \frac{\pi \alpha^2 D^2}{2} \quad (14)$$

A indutância parametrizada pode ser obtida diretamente a partir da potência de saída parametrizada:

$$\overline{X_L} = \frac{P_o}{V_{op}^2} X_L = \frac{\pi \alpha^2 D^2}{2} \quad (15)$$

A Fig. 9 mostra o ábaco da potência de saída ou indutância parametrizadas.

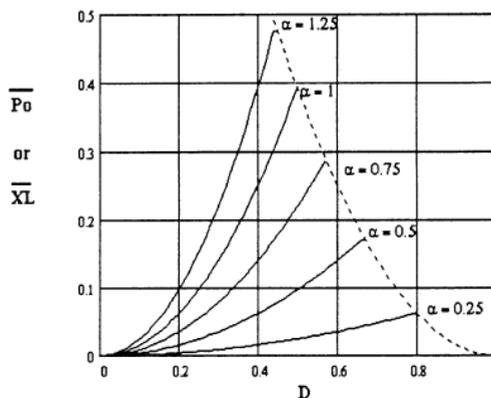


Fig. 9. Potência de saída ou indutância parametrizadas.

IV. PROJETO E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com o objetivo de comprovar a análise teórica, um reciclador de potência de 350 W foi projetado e simulado.

As características do conversor são as seguintes:

$$\begin{aligned} V_i &= 110 \text{ V}_{ef} \text{ (60 Hz)} \\ V_o &= 110 \text{ V}_{ef} \text{ (60 Hz)} \\ P_o &= 350 \text{ W} \\ f_s &= 20 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Nessas condições de operação, o valor de α é:

$$\alpha_{nom} = 1$$

Utilizando-se a Eq. 11 ou o gráfico da Fig. 8, o máximo valor do ciclo de trabalho é dado por:

$$D_{\max} < 0,5$$

Para se garantir que a operação seja no modo descontínuo, escolhe-se um ciclo de trabalho de:

$$D = 0,4$$

A indutância parametrizada pode ser obtida empregando-se a Eq. 15 ou o ábaco da Fig. 9:

$$\overline{X_L} = 0,251$$

Usando este resultado, é obtido o valor da reatância:

$$X_L = \frac{V_{op}^2}{P_o} \overline{X_L} = \frac{(110 \sqrt{2})^2}{350} 0,251 = 17,35 \Omega$$

Na frequência de chaveamento, o valor da indutância será de:

$$L = 138 \mu\text{H}$$

Os filtros de entrada e saída que foram utilizados são:

$$L_{fi} = L_{fo} = 1,35 \text{ mH} \text{ e } C_{fi} = C_{fo} = 2 \mu\text{F}.$$

Na Fig. 10, estão mostrados os sinais de acionamento das chaves do conversor buck-boost e do inversor. Um pequeno tempo morto foi introduzido no acionamento da chave buck-boost em torno da passagem por zero da tensão da rede, desativando-a neste intervalo de tempo. Isto foi feito com o objetivo de garantir a completa desmagnetização do indutor buck-boost. Com a corrente no indutor buck-boost zerada, as chaves do inversor de corrente comutam com corrente nula. Vale a pena enfatizar que esta pequena alteração no comando praticamente não tem influência no resultado pois

o tempo morto ocorre por um período bem reduzido. Além disso, no cruzamento por zero da rede, a quantidade de potência envolvida é muito pequena. Utilizou-se um tempo morto de $\pm 300\mu\text{s}$ em torno do cruzamento por zero da tensão da rede por segurança. Se o comando de cada par de chaves do inversor for preciso, um tempo morto de apenas um período de chaveamento antes e depois do cruzamento por zero da tensão de rede é o suficiente.

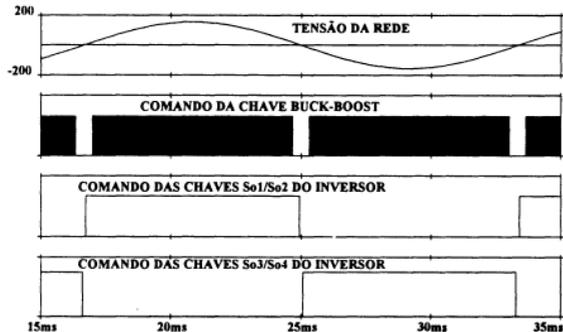


Fig. 10. Sinais de comando.

Os resultados de simulação estão mostrados na Fig. 11, onde pode-se observar a envoltória com formato senoidal da corrente pelo diodo e chave buck-boost. Observe que a corrente injetada na rede está representada 180° defasada em relação à tensão da rede pois o sentido do fluxo de potência é da saída do conversor para a rede.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O protótipo implementado do conversor projetado de 350W está mostrado na Fig. 12. Nos ensaios de laboratório, foram utilizados dois transformadores de 220V/110V - 60 Hz. O primeiro com o objetivo de substituir a UPS, uma vez que não havia disponibilidade de uma UPS com as características necessárias. O segundo transformador se fez necessário pois o padrão de tensão de fase da rede disponível no Estado de Santa Catarina é 220V.

O tempo morto utilizado em laboratório foi ajustado em cerca de $\pm 300\mu\text{s}$ em torno do cruzamento por zero da tensão da rede.

Pode-se observar que alguns dos semicondutores utilizados estão superdimensionados pois o nosso objetivo principal foi a verificação do princípio de funcionamento do conversor e não a otimização do projeto.

A Fig. 13 mostra os resultados obtidos na experimentação e as tabelas I e II ilustram os principais resultados obtidos.

Analisando-se os resultados de simulação podemos observar que a potência drenada da UPS foi de 394W, acima do valor de projeto (350 W). Isto ocorreu devido à presença do filtro de entrada pois, como pode-se observar

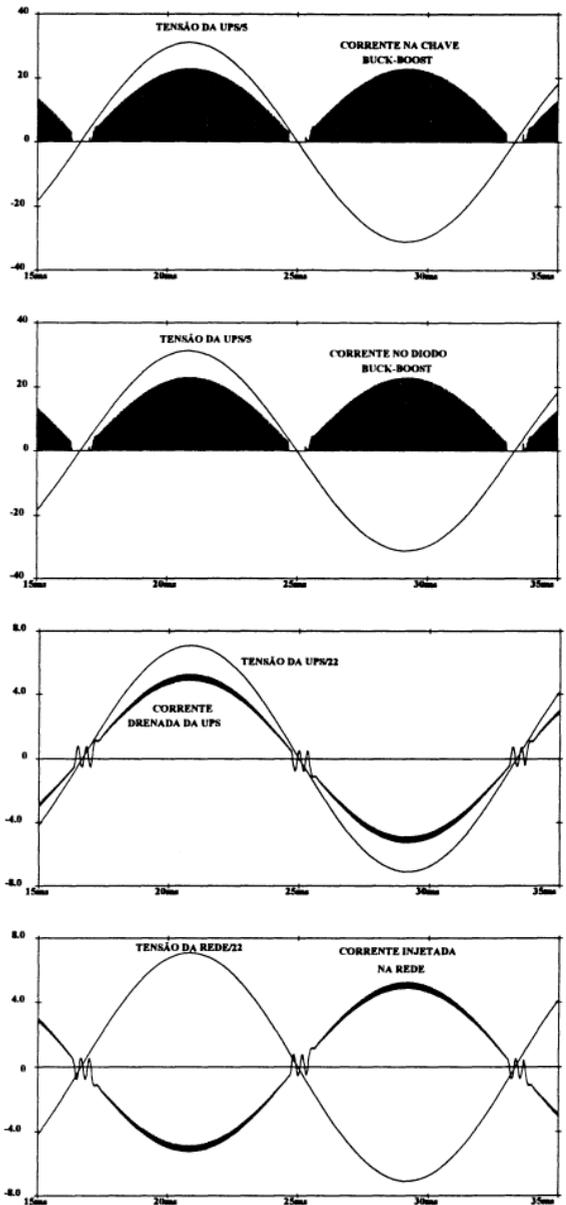
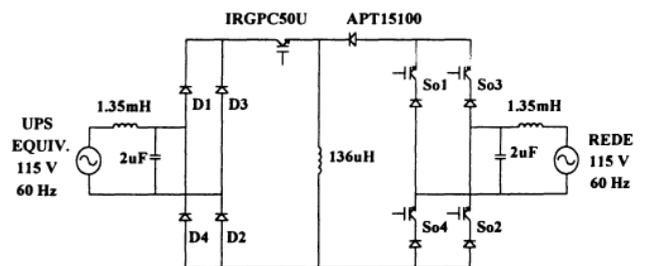


Fig. 11. Resultados de simulação.



IGBT's de So1, So2, So3 e So4 : IRGPC50U
Diodos de So1, So2, So3 e So4 : MUR1530
D1, D2, D3 e D4 : Ponte retificadora SKB7/08

Fig. 12. Circuito implementado.

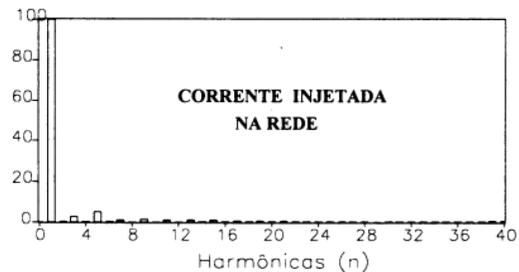
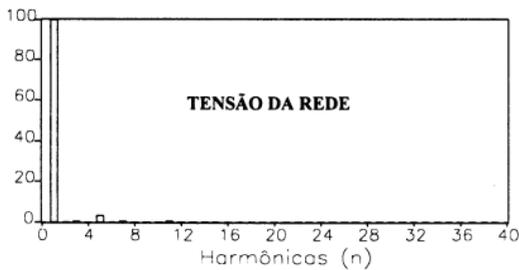
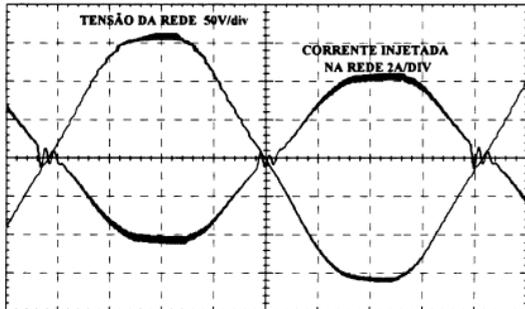
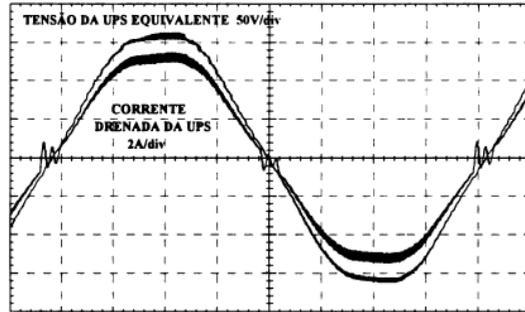
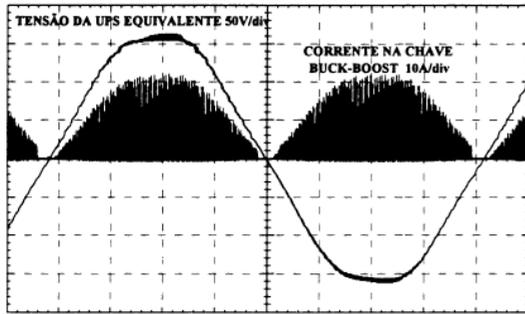


Fig. 13. Resultados experimentais.

TABELA I
Resultados de simulação

	Valor	THD (até 9 ^a harm.)	Fase
Tensão da rede	110 Vrms	0%	_____
Corrente drenada da UPS	5,06 Apico	1,8%	+0,2°
Corrente injetada na rede	depende da res. de condução na simulação	3,0%	-4,5°
Potência drenada da UPS	394 W	_____	_____

TABELA II
Resultados de laboratório

	Valor	THD (até 40 ^a harm.)	Fase
Tensão da rede	115 Vrms	3,2%	_____
Corrente drenada da UPS	5,315 Apico	5,0%	+0,75°
Corrente injetada na rede	depende da res. de condução na simulação	6,8%	-3,9°
Potência drenada da UPS	432 W	_____	_____
Potência reciclada p/ a rede	355 W	_____	_____

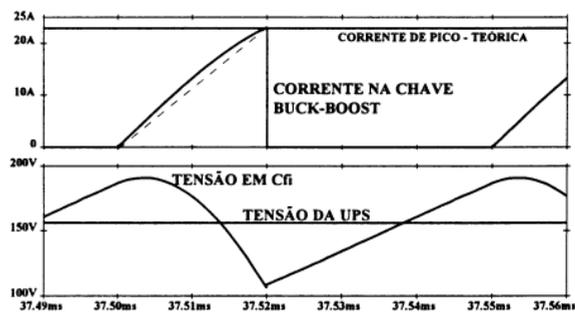


Fig. 14. Detalhe da corrente na chave buck-boost.

na simulação apresentada na Fig. 14, a tensão na saída do filtro possui ondulação e, durante a maior parte do tempo de condução da chave buck-boost, apresenta valores instantâneos maiores que o seu valor médio. Desse modo, a forma de onda da corrente pela chave buck-boost não será perfeitamente triangular e seu valor médio será maior do que o previsto na análise simplificada. Como consequência, percebe-se que a potência drenada da UPS apresentará um valor um pouco superior ao calculado pela influência do filtro. Uma simulação sem a presença dos filtros de entrada e de saída também foi realizada e a potência drenada da UPS

foi de 342 W, validando a análise teórica e confirmando o que foi explanado anteriormente.

Os resultados experimentais apresentaram uma maior taxa de distorção harmônica nas correntes se comparados com a simulação. Isto ocorreu em função da existência de uma distorção de 3,2% na tensão da rede. O nível de potência drenada da UPS foi de 432 W pois, durante o ensaio, a tensão da rede apresentou um valor de 115 V_{rms}. Como a potência envolvida depende do quadrado da tensão de saída, é natural se esperar um aumento em torno de 10% na potência.

O fator de potência da corrente drenada da UPS e também da corrente injetada na rede apresentou valor quase-unitário.

A eficiência do protótipo utilizado foi de 82%, lembrando-se que alguns dos componentes utilizados estão superdimensionados e que o projeto não está otimizado.

VI. EXTENSÃO PARA OUTRAS TOPOLOGIAS

A técnica empregada para o conversor buck-boost pode ser generalizada se empregarmos os cinco conversores CC/CC básicos restantes, como mostrado na Fig. 15. Se as possíveis versões isoladas dos conversores CC/CC forem utilizadas, pode-se conseguir várias outras configurações.

A operação no modo descontínuo apresenta menores perdas de chaveamento, no entanto, com elevado pico de corrente nos semicondutores. Com o objetivo de se reduzir esses picos de corrente, a técnica de "interleaving" pode ser usada: ao invés de um conversor CC/CC, são utilizados dois conversores e eles operam 180° defasados um do outro, cada um processando 50% da potência total. Como consequência, agora o filtro enxerga uma corrente com o dobro da frequência e com a metade da amplitude de pico, tornando a filtragem mais fácil e levando a uma redução no volume dos filtros. A Fig. 16 mostra o circuito e as principais formas de onda.

VII. ANÁLISE ECONÔMICA

A economia de energia elétrica conseguida pela utilização do reciclador de potência no teste de "burn-in" de UPS's sincronizadas, em substituição ao banco de resistores, depende do fator de utilização do mesmo: quanto mais o reciclador for utilizado, mais rapidamente o investimento será amortizado.

A Eq. 16 ilustra a economia anual de energia com o uso do reciclador de potência.

$$E_c = P_t \cdot \eta \cdot F_u \cdot 8760 \cdot 0, \quad (16)$$

Onde: E_c : economia de energia elétrica anual em R\$;
 P_t : potência envolvida no teste em kW;
 η : rendimento do reciclador de potência (0 a 1);
 F_u : fator utilização do reciclador de potência (0 a 1);
 8760 : número de horas em um ano;
 0,14 : custo do kWh no Brasil em R\$.

OBS: o preço do kWh nos EUA é US\$ 0.12.

Um reciclador de 1 kW, com 80% de rendimento e com um fator de utilização de 60% ao longo de um ano resulta em uma economia em torno de R\$ 588.

Como o investimento inicial não é elevado por se tratar de uma estrutura bastante simples, em torno de um ano o equipamento já estará totalmente pago, dependendo do seu fator de utilização.

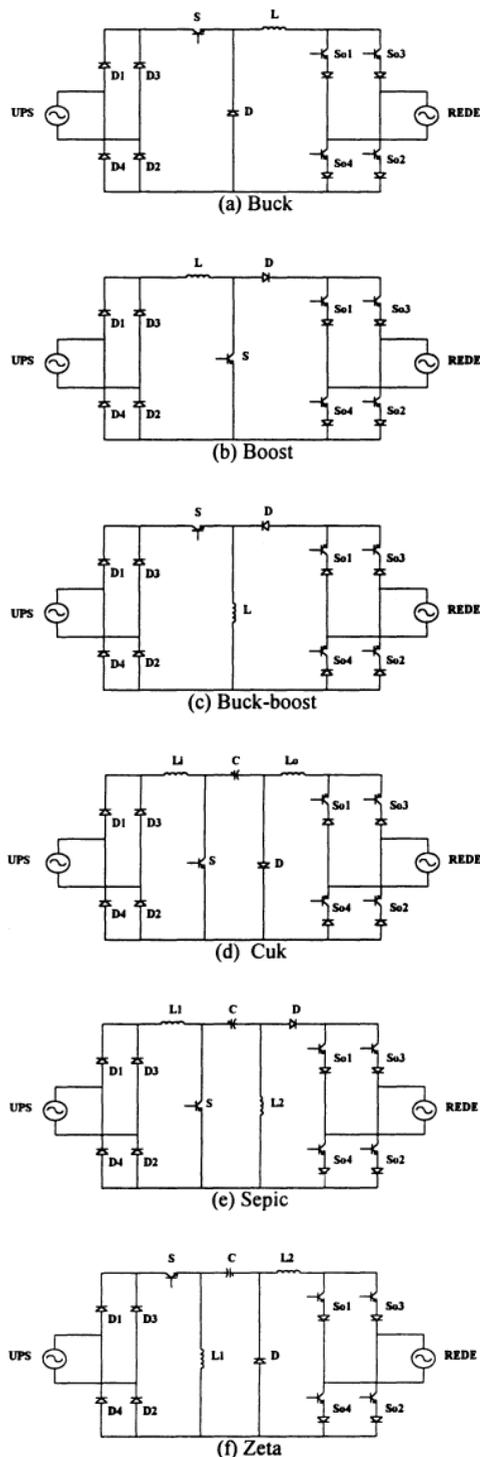


Fig. 15. As seis topologias básicas do reciclador de potência para UPS's sincronizadas.

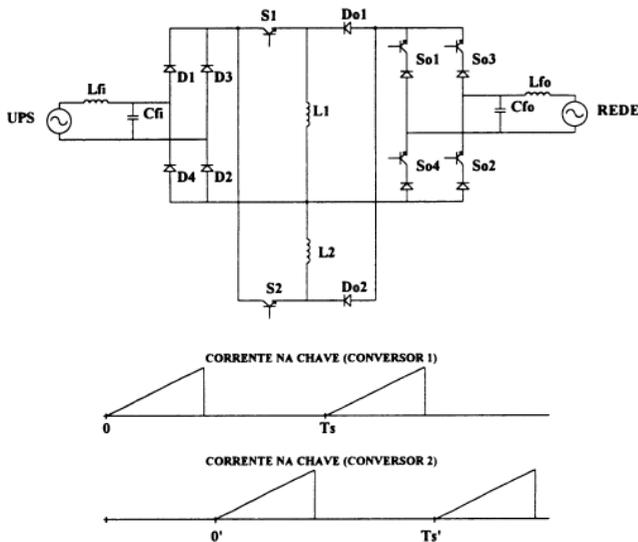


Fig. 16. Dois conversores CC/CC operando 180° defasados.

VIII. CONCLUSÃO

Neste artigo é apresentado e descrito o funcionamento de uma família de conversores para ser utilizada nos testes de "burn-in" de UPS's sincronizadas com a rede e com tensão de saída senoidal. Estes conversores substituem o banco de resistências neste tipo de teste com a vantagem de que a maior parte da energia envolvida é devolvida para a rede. A característica mais importante desses conversores é sua habilidade de drenar da UPS e injetar na rede correntes com baixa distorção harmônica e fator de potência quase unitário sem a necessidade de empregar nenhuma malha de controle.

Através dos resultados de laboratório, pode-se observar que os filtros de entrada e de saída podem influenciar na transferência de potência dependendo do nível de ondulação de tensão nos capacitores.

Caso a UPS não seja isolada da rede elétrica, o isolamento pode ser conseguido utilizando-se um transformador de baixa frequência entre a saída do reciclador e a rede, ou então, empregando-se um conversor CC/CC isolado. Neste último caso, tem-se a vantagem da redução no volume do transformador pelo fato de se trabalhar em alta frequência, no entanto, temos a desvantagem do inversor de corrente estar conectado diretamente na rede.

A topologia apresentada, operando no modo descontínuo, é recomendada para potências abaixo de 1 kW. Caso maiores níveis de potência sejam necessários, o modo contínuo deve ser utilizado, lembrando-se que, neste caso, necessita-se de uma malha de corrente para se impor as correntes senoidais na entrada e na saída.

O conceito de reciclagem de potência aqui empregado está totalmente de acordo com a grande preocupação mundial com a ecologia no sentido de um melhor aproveitamento dos recursos energéticos disponíveis.

Os benefícios econômicos decorrentes da economia de energia elétrica são evidentes e contribuem para a redução do custo final do equipamento.

Neste artigo foram apresentadas análise matemática, procedimento de projeto e resultados experimentais de um protótipo de laboratório de 350 W.

AGRADECIMENTOS

C. A. Ayres gostaria de agradecer à EFEI - Escola Federal de Engenharia de Itajubá e ao Ministério da Educação, através da CAPES, pelo suporte financeiro ao seu curso de doutorado; ao INEP - Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC, pela oportunidade de participar do seu grupo de pesquisa; e à PHB Eletrônica Ltda pelo financiamento parcial de seu projeto de doutorado.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J. F. Chen, C. L. Chu, T. H. Ai, and C. L. Huang, "The Burn-in Test of Three-Phase UPS by Energy Feedback Method", *IEEE PESC Records*, 1993, pp. 766-771.
- [2] G. A. O'Sullivan, "Power Supplies Testings with the Power Recycler", *Power Conversion*, September 1992 Proceedings, pp. 228-235
- [3] G. A. O'Sullivan, "Power Recycling: Safety and Quality Imperatives", *Power Quality*, September 1992 Proceedings, pp.160-166.
- [4] S. Gupta and V. Rangaswamy, "Load Bank Elimination for UPS testing", *IAS 1990*, pp. 1040-1043.

DADOS BIOGRÁFICOS

Carlos Augusto Ayres, nasceu em Avaré, estado de São Paulo, em 17 de agosto de 1961. Graduado em Engenharia Elétrica, ênfase Eletrônica, em 1984 pela Escola Federal de Engenharia de Itajubá (EFEI) - Itajubá - MG. Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica pela EFEI em 1992. Professor do Departamento de Eletrônica da EFEI desde 1985. Atualmente encontra-se afastado das atividades didáticas na EFEI para realização do curso de doutorado na UFSC. As áreas de seu maior interesse em eletrônica de potência são conversores CC/CC, comutação não dissipativa, correção de fator de potência e reciclagem de energia.

Ivo Barbi, nasceu em Gaspar, Santa Catarina em 1949. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina em 1973. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina em 1976 e o título de Doutor em Engenharia Elétrica pelo Institut National Polytechnique de Toulouse, França em 1979. Fundou a SOBRAEP - Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência e o INEP - Instituto de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Santa Catarina. Atualmente é professor titular da Universidade Federal de Santa Catarina. Desde 1992, é Editor Associado na área de Conversores de Potência da IEEE Transactions on Industrial Electronics.