

CONVERSORES COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA PARA ALIMENTAÇÃO DE CARGAS RESISTIVAS

Carlos Gabriel Bianchin e José Antenor Pomilio

Departamento de Sistemas e Controle de Energia
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Universidade Estadual de Campinas
C. P. 6101 13081-970 Campinas - SP

Resumo – Normas internacionais estabelecem limites para as correntes harmônicas e flutuações de tensão para aparelhos de uso eletrodoméstico. Muitas vezes os acionadores empregados na alimentação de aparelhos que se comportam como cargas resistivas, tais como lâmpadas e aquecedores, levam à violação de tais normas. Este artigo analisa o uso de pré-reguladores de fator de potência na alimentação de tais cargas. Nestas aplicações a variável de interesse é a potência média de saída. Diferentes topologias adequadas à operação como abaixadoras de tensão são estudadas, em seus diferentes modos de condução. Critérios de projeto, bem como resultados experimentais obtidos em conversores tipo “buck” e ‘Cuk são apresentados.

Abstract - International standards limits concerning current harmonics and voltage fluctuation sometimes are not satisfied by phase and on-off controllers of electric and electronic household appliances. Many of these appliances behave like a resistive load. This article analyzes the use of power factor regulators when feeding this kind of loads. In these applications, the variable to be controlled is the average output power. Suitable topologies for step-down operation are considered. The behaviors in continuous and discontinuous operation modes are analyzed. Design criteria are presented. Experimental results are reported for the buck and step-down Cuk topologies.

I. INTRODUÇÃO

Um Pré-regulador de Fator de Potência - PFP – usualmente trabalha como uma fonte de tensão [1]. Aplicações como fonte de corrente também são possíveis [2]. Considerando uma carga resistiva, na qual a variável de interesse é a potência dissipada, os valores instantâneos de tensão e de corrente sobre a carga não são importantes, mas sim seus valores eficazes. Cargas resistivas são bastante comuns em aplicações domésticas, especialmente em aquecimento e iluminação. A faixa de potência vai desde poucas dezenas de Watts (lâmpadas) até alguns quilowatts (fornos e aquecedores).

A estratégia tradicional de acionamento variável para lâmpadas é o controle de fase, por meio de tiristores. O controle liga-desliga é usado em aquecedores, devido à sua natural elevada inércia térmica. Entretanto, ambos métodos podem potencialmente apresentar problemas em termos das normas internacionais de compatibilidade eletromagnética.

A norma IEC 1000-3-2 [3] determina limites para as correntes harmônicas produzidas por aparelhos conectados à rede elétrica de baixa tensão. O controle de fase, tipicamente, não atende às restrições da norma. Já o padrão IEC 1000-3-3 [4] estabelece limites para flutuação de tensão produzida por aparelhos de uso doméstico. Neste caso, o uso de um controle liga-desliga pode, potencialmente ultrapassar os limites estabelecidos.

A Fig. 1 mostra uma forma de onda típica (e o respectivo espectro) para um controle de fase de uma carga resistiva (230 V, 1800 W). A violação da norma IEC 1000-3-2 pode ser verificada na Tabela I, na qual apenas as 4 primeiras harmônicas ímpares são indicadas. A Distorção Harmônica Total – DHT é de 60,6%, no ponto de operação indicado (disparo a 90°).

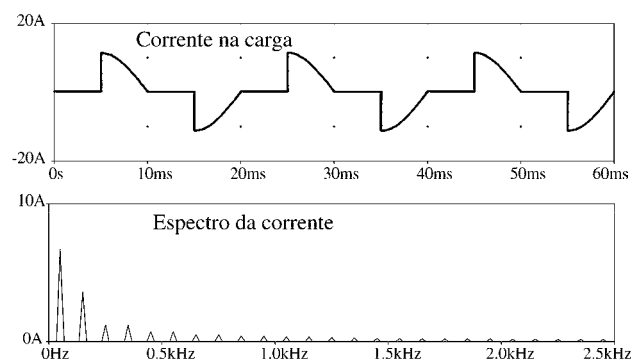


Fig. 1. Controle de fase em carga resistiva: corrente da carga e seu respectivo espectro.

Uma redução na DHT exige o uso de filtros. No entanto, sendo as harmônicas de baixa frequência, os elementos de filtragem são, tipicamente, de valor elevado, implicando num aumento do volume e do peso do circuito de acionamento. Outro problema correlato é que uma corrente com elevada DHT produz um FP reduzido.

Se a carga tiver um controle tipo liga-desliga, não se têm problemas relativos a harmônicas, no entanto, certamente serão produzidas flutuações de tensão [4].

As condições de teste determinadas pela norma dependem do tipo de equipamento. Por exemplo, um fogão elétrico deve ser testado usando uma panela padrão, com determinada quantidade de água. Fornos elétricos, secadores de cabelos, lâmpadas, são outros exemplos de aparelhos que têm seus testes especificados na norma.

A fim de verificar a flutuação de tensão, consideremos a mesma carga anterior. Usando o método analítico definido

em [4], que considera uma impedância de rede de referência, a flutuação de tensão nos terminais de tal impedância é de 1,6%. Isto significa que a norma será violada se ocorrerem mais de 7 mudanças de estado ligado para desligado (ou vice-versa) por minuto.

A fim de evitar tais problemas e, adicionalmente fazer com que o controle apresente um fator de potência unitário, enquanto mantém a possibilidade de ajustar o nível de potência entregue à carga, este trabalho propõe e estuda o uso de PFPs alimentando cargas resistivas.

TABELA I
Espectro da corrente da carga

Harm.	Componente de Fourier [A]	Limite IEC 1000-3-2 [A]
1	7.04	-
3	3.80	2.30
5	1.28	1.14
7	1.25	0.77
9	0.75	0.40

II. TOPOLOGIAS

Uma vez que a tensão máxima de operação das carga é a própria tensão da rede, tomaremos para análise apenas as topologias com característica abaixadora de tensão, as quais permitiriam ajustar a potência de saída de zero até o máximo especificado para a carga.

Embora circuitos com característica estática do tipo abaixadora-elevadora de tensão pudessem ser usados, isto significaria a necessidade de impor uma restrição à razão cíclica, a qual não deveria ultrapassar 50% (supondo tensão nominal na alimentação), a fim de não elevar a tensão de saída acima do valor nominal. A fim de não termos que incorporar tal tipo de proteção ao circuito, e dada a ausência de alguma vantagem adicional, estes conversores foram descartados.

Uma primeira topologia a ser estudada é o conversor abaixador de tensão ("buck"). No entanto, como este circuito apresenta uma corrente de entrada pulsada, é necessário considerar a presença de um filtro de entrada, o qual tem como atribuição reduzir os níveis de IEM conduzida. A Fig. 2 mostra este conversor. Neste circuito a corrente de saída, que também deve apresentar reduzidos níveis de IEM, é naturalmente filtrada.

Outra topologia considerada é a do conversor 'Cuk numa estrutura abaixadora de tensão [5], indicado na Fig. 3. Neste circuito, as duas indutâncias presentes filtram as correntes de entrada e de saída.

Desta forma, ambas alternativas selecionadas apresentam o mesmo número de componentes e os interruptores utilizados são submetidos aos mesmos esforços de tensão e de corrente. Quanto à ponte retificadora de entrada, os diodos ali presentes não precisam ser rápidos, uma vez que a corrente absorvida da rede não é pulsada na frequência de comutação.

A. Conversor abaixador de tensão

O filtro de entrada adicionado ao conversor deve ser dimensionado de modo a não distorcer a forma de onda na

entrada da célula "buck", a qual deve se apresentar como uma senóide retificada, a fim de garantir, em operação normal, que a corrente absorvida da rede siga a mesma forma da tensão. Isto deve ocorrer mesmo com baixa carga.

A presença do capacitor de saída é apenas decorrente da necessidade de filtrar as componentes de alta frequência presentes na corrente de saída. Seu valor também deve ser escolhido de modo a reduzir a ondulação na frequência de comutação, mas não deve alterar a forma de onda senoidal retificada que se espera obter sobre a carga.

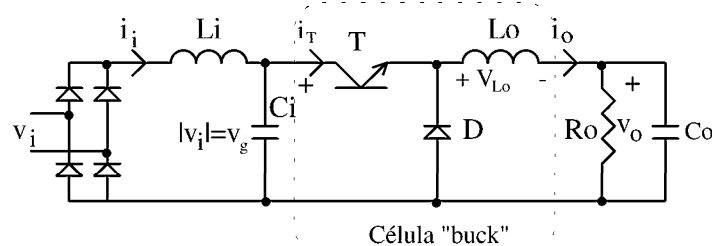


Fig. 2. Conversor abaixador de tensão, com filtro de entrada, e carga resistiva.

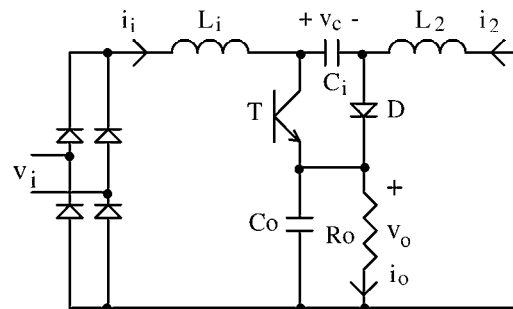


Fig. 3. Conversor 'Cuk abaixador de tensão com carga resistiva.

Dois modos de condução são considerados: Modo de Condução Contínua (MCC) e Modo de Condução Descontínua (MCD). A Fig. 4 mostra formas de onda para a corrente pelo transistor e sobre o indutor de saída em ambos modos de funcionamento. Considere-se que a frequência de comutação é alta o suficiente para que a tensão de entrada (rede) possa ser considerada constante durante cada ciclo de chaveamento. A tensão de entrada e aquela na entrada da célula "buck" são, respectivamente:

$$v_i = V_i \cdot \sin(\omega t) \quad (1)$$

$$v_g = V_i \cdot |\sin(\omega t)| \quad (2)$$

onde V_i é o valor de pico da tensão de entrada e ω é a frequência angular desta mesma tensão.

1) *Análise no MCC* – Do balanço de tensão sobre o indutor de saída, L_o , obtém-se a característica estática do conversor:

$$v_o = \delta \cdot v_g = \delta \cdot V_i \cdot |\sin(\omega t)| \quad (3)$$

onde δ é a razão cíclica de transistor e v_o é o valor médio

instantâneo da tensão de saída.

A corrente média de saída, calculada a cada ciclo de chaveamento, é:

$$\bar{i}_o = \frac{i_M + i_m}{2} = \frac{v_o}{R_o} \quad (4)$$

onde as grandezas i_M e i_m estão indicadas na Fig. 4 e R_o é a resistência de carga.

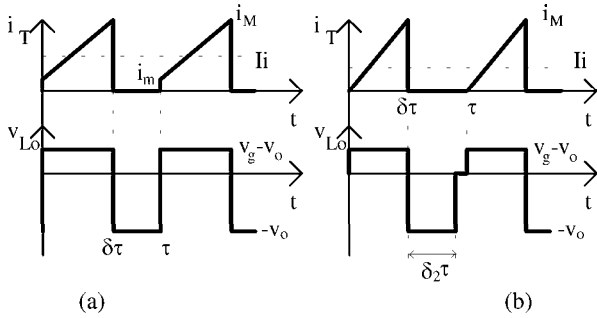


Fig. 4. Formas de onda no MCC (a) e no MCD (b).

A corrente de entrada é determinada por meio do balanço de potência entre entrada e saída, desprezando-se as perdas. Como se vê pela eq. (5), sua forma é a mesma da tensão, configurando um fator de potência idealmente unitário.

$$\bar{i}_i = \delta \cdot \bar{i}_o = \frac{\delta \cdot v_o}{R_o} = \frac{\delta^2 \cdot v_g}{R_o} = \frac{\delta^2 \cdot V_i \cdot |\sin(\omega t)|}{R_o} \quad (5)$$

2) *Análise no MCD*: Do balanço de tensão em L_o tem-se:

$$v_o = \frac{\delta}{\delta + \delta_2} \cdot v_g \quad (6)$$

onde δ_2 é a razão cíclica referente ao intervalo de condução do diodo de saída.

Definamos o parâmetro:

$$K = \sqrt{\frac{2 \cdot L_o}{R_o \cdot \tau}} \quad (7)$$

Determinando o valor de δ_2 , a tensão de saída pode ser reescrita como:

$$v_o = \frac{2 \cdot \delta \cdot v_g}{\delta + \sqrt{\delta^2 + 4 \cdot K^2}} \quad (8)$$

Também neste modo de operação a corrente de entrada apresenta-se com a mesma forma da tensão:

$$\bar{i}_i = \frac{2 \cdot v_g}{R_o} \cdot \frac{1}{1 + \alpha + \sqrt{1 + 2 \cdot \alpha}} \quad (9)$$

onde:

$$\alpha = \frac{2 \cdot K^2}{\delta^2} \quad (10)$$

A transição entre ambos modos de operação é determinada por uma razão cíclica crítica, δ_{crit} , a qual depende do valor instantâneo da tensão de entrada. Isto significa que, para uma razão cíclica fixa, dentro de um mesmo semi-ciclo da rede só haverá operação em um dos modos de funcionamento, o que garante a forma de onda da corrente absorvida da linha.

$$\delta_{crit} = 1 - \frac{2 \cdot L_o}{R_o \cdot \tau} = 1 - K^2 \quad (11)$$

onde τ é o período de chaveamento.

B. Conversor 'Cuk abaixador de tensão

Esta variação topológica do conversor 'Cuk está mostrada na Fig. 3. Ela apresenta uma característica não-inversora da tensão de saída. A corrente de saída é a soma das correntes por ambas as indutâncias. Como é típico do conversor 'Cuk, as tensões instantâneas em ambos indutores é a mesma, permitindo acoplá-los em um mesmo núcleo. Seu uso alimentando uma carga resistiva foi apresentado em [6].

As formas de onda e equações que descrevem sua operação no MCC são as mesmas do conversor "buck". No entanto, mesmo no MCD, definido em termos da cessação de condução do diodo, a corrente de entrada não é descontinuada, como mostra a Fig. 5. Neste caso ocorre a inversão na corrente por L_2 , a qual se iguala à corrente de entrada, levando o diodo a desligar. Também neste caso a característica estática é a mesma do "buck".

$$v_o = \frac{\delta}{\delta + \delta_2} \cdot v_g \quad (12)$$

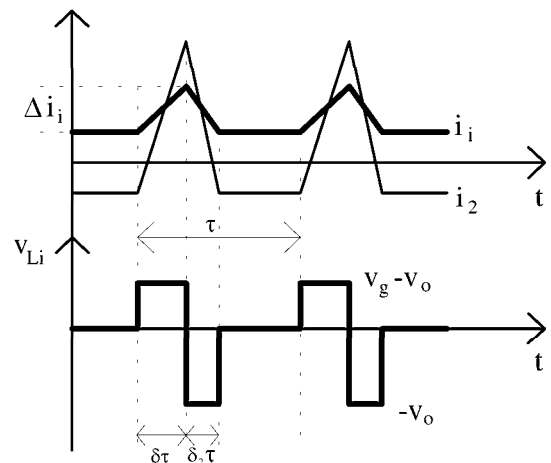


Fig. 5. Formas de onda para conversor 'Cuk no MCD.

Determinando o valor de δ_2 , a eq. (12) pode ser reescrita, dando o mesmo resultado expresso na eq. (9). A constante, agora chamada de K_1 , neste caso é:

$$K_1 = \sqrt{\frac{2 \cdot L_e}{R_o \cdot \tau}} \quad (13)$$

onde L_e é a associação em paralelo de L_1 e L_2 .

A expressão para a corrente de entrada apresenta-se diferente, mas ainda mantém a mesma forma de onda da tensão da rede:

$$\bar{i}_i = \frac{\tau \cdot \delta^2 \cdot (\sqrt{\delta^2 + 4 \cdot K_1^2} - \delta)}{2 \cdot L_e \cdot (\sqrt{\delta^2 + 4 \cdot K_1^2} + \delta)} \cdot v_g \quad (14)$$

A razão cíclica crítica é:

$$\delta_{crit} = 1 - \frac{2 \cdot L_e}{R_o \cdot \tau} = 1 - K_1^2 \quad (15)$$

Uma vez que, devido à presença do retificador, a corrente de entrada não pode inverter sua direção, existe um outro modo de operação, aqui chamado de Modo de Condução Descontínua na Entrada (MCDE), cujas formas de onda estão mostradas na Fig. 6.

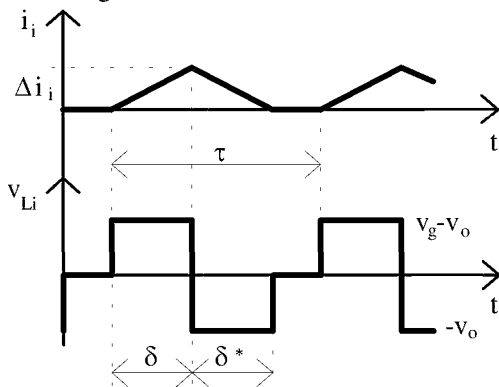


Fig. 6. Formas de onda no MCDE.

A característica estática é a mesma do MCD, alterando-se o parâmetro K_1 por K_2 :

$$K_2 = \sqrt{\frac{2 \cdot L_i}{R_o \cdot \tau}} \quad (16)$$

Também neste caso a corrente de entrada mostra-se com a mesma forma da tensão da linha.

$$\bar{i}_i = \frac{v_g}{2 \cdot R_o} \cdot \left(1 + \sqrt{1 + 4 \cdot \frac{\delta}{K_2^2}} - 2 \cdot \delta^2 \right) \quad (17)$$

Existe ainda um quarto modo de operação, denominado Modo de Condução Descontínua na Entrada e na Saída (MCDES) caracterizado pelo fato de que as correntes por ambos indutores se anulam dentro do ciclo de comutação. Demonstra-se [9] que também neste caso a corrente média de entrada segue a forma da tensão da rede

Estes dois últimos modos de funcionamento não apresentam nenhuma vantagem para a operação do circuito,

pelo contrário, elevam o valor eficaz da corrente de entrada (para uma mesma potência) quando comparado com o MCD e o MCC. Além de apresentarem um conteúdo espectral, em alta frequência, muito mais rico que os outros modos de operação. Além disso os diodos da ponte retificadora precisariam ser rápidos.

Por tais razões, o projeto do conversor deve selecionar valores de indutância que façam o conversor operar apenas no MCD e no MCC.

A título de exemplo, a Fig. 7 mostra o comportamento típico da tensão e da potência de saída para o conversor 'Cuk, identificando o modo de condução. Obviamente a transição entre os modos depende dos parâmetros escolhidos.

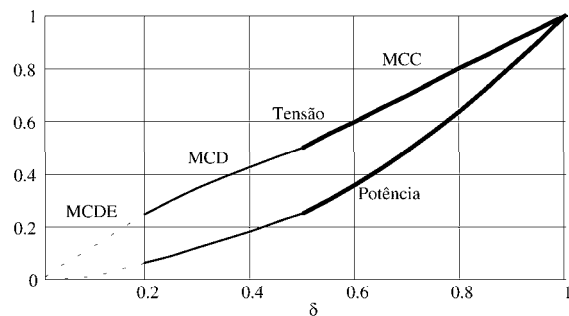


Fig. 7. Tensão e potência de saída, normalizadas em relação ao valor máximo.

III. ANÁLISE COMPARATIVA DAS TOPOLOGIAS

A. Corrente de entrada

Para iguais valores de indutância, o conversor "buck" apresenta uma menor ondulação em alta frequência na corrente de entrada, quando comparado ao conversor Cuk. Isto está ilustrado pela Fig. 8. No "buck" o indutor de entrada está submetido a pequenas diferenças de tensão, uma vez que o capacitor C_i é escolhido de maneira a seguir a forma da tensão retificada da rede. Já no conversor 'Cuk, a tensão instantânea sobre L_i é a diferença entre as tensões de entrada e de saída, levando a uma maior ondulação na corrente.

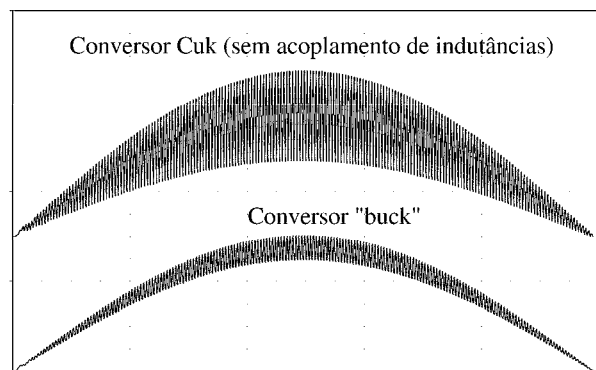


Fig. 8. Ondulação na corrente de entrada para conversores 'Cuk e "buck" ($\delta=50\%$).

Não obstante, como já mencionado, o conversor 'Cuk permite o acoplamento das indutâncias em um mesmo núcleo. Um projeto adequado permite reduzir e, eventualmente, anular a ondulação da corrente no indutor de entrada [8]. Este tema será abordado na seqüência do artigo.

B. Rendimento

Como dito anteriormente, ambos conversores apresentam os mesmos esforços de tensão e de corrente nos transistores e diodos. Assim, as perdas associadas a tais componentes serão as mesmas em ambos os circuitos.

A principal diferença entre as topologias é em relação à corrente pelos indutores. Enquanto no conversor “buck” o indutor L_o conduz a totalidade da corrente da carga, no 'Cuk tal corrente é dividida entre L_1 e L_2 , reduzindo o valor eficaz da corrente em cada um dos indutores e, em consequência, as perdas associadas.

Considerando apenas estas perdas, o melhor rendimento do conversor 'Cuk (supondo operação no MCC) é ilustrado na Fig. 9. Esta análise é feita comparando circuitos dimensionados com os mesmos parâmetros de entrada e de saída e idênticos indutores, com resistência de enrolamento R_L . O conversor 'Cuk tem sempre maior rendimento que o “buck”.

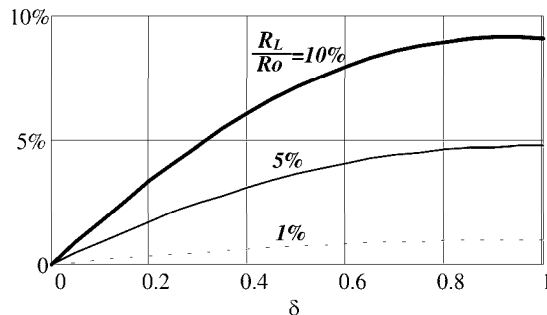


Fig. 9. Aumento no rendimento (MCC) obtido em conversor 'Cuk, em relação ao conversor “buck”.

IV. PROCEDIMENTO DE PROJETO

A. Conversor 'Cuk abaixador de tensão

A indutância de entrada é determinada de maneira a garantir condução contínua em L_1 acima de um certo nível de potência de saída, que corresponde a uma dada razão cíclica crítica:

$$L_1 \geq \frac{\tau \cdot R_o \cdot (1 - \delta_{\text{crit}})}{2 \cdot \delta_{\text{crit}}} \quad (18)$$

Para ter-se condução contínua no indutor de saída deve-se obedecer a:

$$L_o \geq \frac{\tau \cdot R_o}{2} \quad (19)$$

O capacitor de entrada é determinado de acordo com a ondulação de tensão, em alta frequência. O valor relativo da ondulação, em relação ao pico da tensão de entrada, é:

$$\Delta V = \frac{\delta^2 \cdot (1 - \delta) \cdot \tau}{R_o \cdot C} \quad (20)$$

Seu valor máximo ocorre para $\delta=2/3$. Nesta situação, a capacitância é:

$$C = 0,148 \cdot \frac{\tau}{R_o \cdot \Delta V} \quad (21)$$

O capacitor de saída deve apresentar, quando associado à carga, uma constante de tempo entre uma e cinco vezes o período de chaveamento, filtrando as componentes de alta frequência, sem afetar as harmônicas associadas à tensão (retificada) da rede.

B. Conversor “buck”

O dimensionamento do filtro de entrada deve ter como objetivo reduzir os níveis de IEM conduzida a valores aceitáveis pelas normas pertinentes, como as da IEC- CISPR [7]. Um possível método de projeto deste filtro é indicado em [10]. O capacitor deve ser de baixo valor, a fim de não distorcer a forma de onda na entrada da célula “buck”.

A indutância de saída é determinada de modo a garantir operação no MCC para uma razão cíclica maior do que um valor crítico arbitrado.

$$L_o \geq \frac{T \cdot R_o \cdot (1 - \delta)}{2} \quad (22)$$

O capacitor de saída é calculado considerando a ondulação aceitável na tensão.

$$C_o = \frac{(1 - \delta) \cdot \tau^2}{8 \cdot L_o \cdot \Delta V} \quad (23)$$

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais são baseados em protótipos de ambos conversores, utilizando idênticos componentes e parâmetros:

$$\begin{aligned} V_i &= 127 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t); & R_o &= 14,6 \, \Omega; \\ P_o &= 1100 \, \text{W}; & \tau &= 20 \, \mu\text{s} \, (50 \, \text{kHz}); \\ L_1 &= 1500 \, \mu\text{H}; & L_o &= 500 \, \mu\text{H}; \\ C_1 &= 1 \, \mu\text{F}; & C_o &= 1 \, \mu\text{F} \end{aligned}$$

Para o conversor 'Cuk foi também experimentado o circuito com acoplamento das indutâncias. O dimensionamento específico seguiu os procedimentos indicados em [8]. Neste caso, os enrolamentos utilizados foram os mesmos dos indutores separados, de modo a manter as mesmas resistências. O efeito de cancelamento (ou minimização) da ondulação da corrente é obtido por meio de um ajuste no fluxo disperso entre os enrolamentos, de modo que a permitir o acerto no valor da indutância mútua entre eles.

As Figs. 10 e 11 registram as correntes de entrada dos conversores ($\delta=50\%$). Como previsto, o “buck” apresenta menor ondulação em alta frequência. No entanto, ao se fazer o acoplamento das indutâncias no conversor 'Cuk tem-se uma significativa diminuição da ondulação, tornando-a comparável ao resultado obtido no “buck”, como mostra a Fig. 12.

A Fig. 13 mostra os espectros em alta frequência destas correntes. Os resultados para o conversor “buck” e para o

'Cuk com acoplamento são muito similares. As amplitudes medidas em 50 kHz foram de 14 mA e 20 mA, respectivamente.

Para o conversor sem acoplamento o valor é mais que 20 dB superior, além do que, as demais componentes provenientes do chaveamento são também significativas.

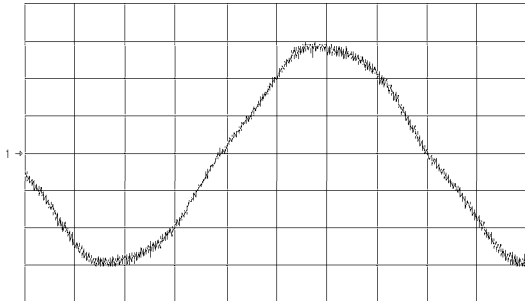


Fig. 10. Corrente de entrada do conversor "buck" (5A/div.)
Horiz.: 2 ms/div.

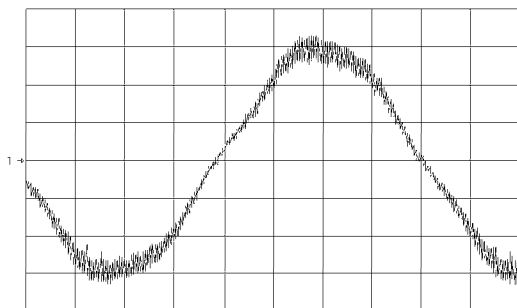


Fig. 11 Corrente de entrada do conversor 'Cuk (5A/div.)
Horiz.: 2 ms/div.

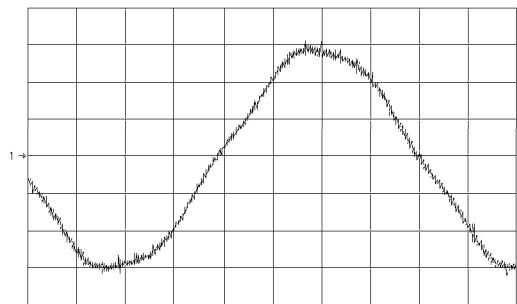


Fig. 12 Corrente de entrada do conversor 'Cuk com acoplamento das indutâncias (5A/div.), Horiz.: 2 ms/div.

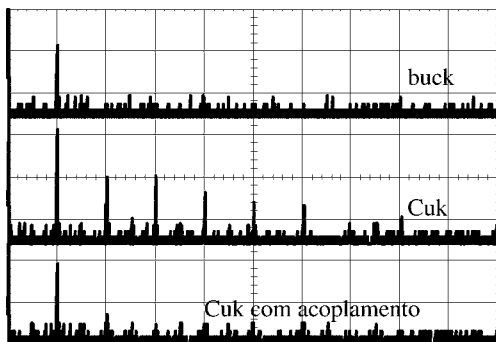


Fig. 13 Espectros em alta frequência da corrente de entrada.
Vert.: 20 dB/div., Horiz.: 50 kHz/div.

A Fig. 14 mostra tensão e corrente de entrada, medidas para o conversor "buck". Formas de onda praticamente idênticas são obtidas para o conversor 'Cuk. A razão cíclica durante a medição foi 50%. O alto fator de potência é evidente.

Na Fig. 15 tem-se a variação do FP para os três circuitos, em função da razão cíclica. O valor nunca é inferior a 0,92, sendo superior a 0,98 a partir de $\delta=0,5$, ou seja, 25% da potência de saída. O valor obtido para a topologia 'Cuk com acoplamento é sempre ligeiramente superior às outras. Isto se dá, em relação ao conversor 'Cuk sem acoplamento, devido ao menor valor da corrente eficaz (uma vez que as componentes de alta frequência são minimizadas), o que diminui o valor da potência aparente.

Em relação ao conversor "buck", a melhoria ocorre porque não existe um capacitor de entrada, o qual absorve uma pequena corrente reativa, que se torna mais significativa em baixas potências.

Todos os valores apresentam pequena redução para razões cíclicas de baixo valor devido à distorção na forma de onda da corrente decorrente do fato dos capacitores não serem capazes de acompanhar com fidelidade a forma de onda da tensão de entrada.

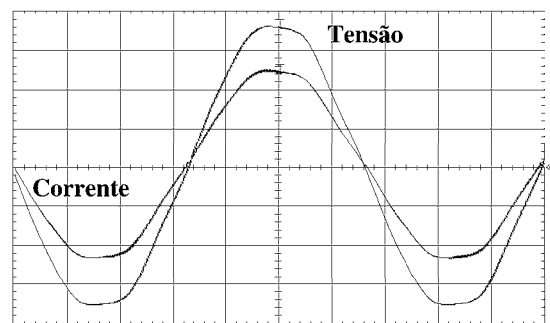


Fig. 14. Tensão da rede (50V/div.) e corrente (2A/div.)
Horiz.: 2,5 ms/div.

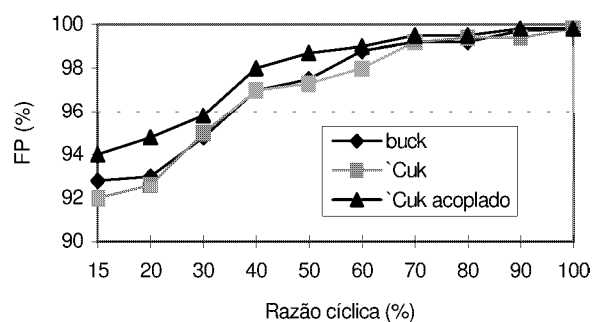


Fig. 15 Variação do fator de potência com a razão cíclica.

A Fig. 16 indica os valores medidos para o rendimento dos circuitos. No trecho em que se dá operação no MCD, o rendimento dos conversores é muito similar, mas quando se opera no MCC, o maior rendimento do conversor 'Cuk, como esperado, é maior.

O melhor resultado do circuito com acoplamento se deve à redução no valor eficaz da corrente de entrada, o que reduz as perdas em L_1 . O aumento no valor eficaz da corrente em L_2 , embora aumente as perdas neste indutor, é inferior à redução

obtida no indutor de entrada, uma vez que, dada a menor indutância na saída, a resistência ali presente também é menor.

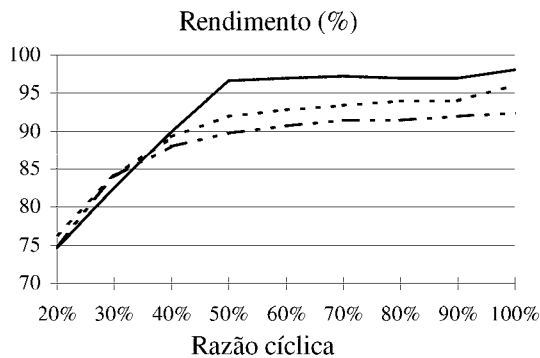


Fig. 16. Rendimento medido: 'Cuk acoplado (traço contínuo), 'Cuk (pontilhado); "buck" (tracejado).

VI. CONCLUSÕES

Demonstrou-se que a alimentação de cargas resistivas por meio de PFPs é uma solução interessante do ponto de vista do atendimento de normas internacionais de compatibilidade eletromagnética

Dentre as topologias estudadas, a mais interessante é a do Conversor 'Cuk, numa estrutura abaixadora de tensão, com acoplamento das indutâncias. Esta conclusão advém da verificação dos resultados superiores apresentados em termos de rendimento e de fator de potência, além da reduzida ondulação em alta frequência na corrente de entrada. Adicionalmente tem-se, para uma mesma potência, uma diminuição no volume do conversor, devido à eliminação de um dos núcleos magnéticos.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi financiado pela Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo - FAPESP (proc. nº 95/2066-9), pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico - CNPq, através de uma bolsa de mestrado e pela Fundação CAPES, por meio de taxas acadêmicas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J. Sebastian and M. Jaureguizar: "An Overview of Power Factor Correction in Single-Phase Off-Line Power Supply Systems". *Proc. of IECON '94*, Bologna, Italy, Sept. 1994, pp. 1688-1693.
- [2] J. A. Pomilio and G. Spiazzi: "High-Precision Current Source Using Low-Loss, Single-Switch, Three-Phase AC/DC Converter". *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 11, no. 4, July 1996, pp. 561-566.
- [3] International Standard IEC 1000-3-2: Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 3: Limits - Section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase). First Edition, 1995 - 03.
- [4] International Standard IEC 1000-3-3: Electromagnetic

Compatibility (EMC) - Part 3: Limits: Section 3: Limitation of voltage fluctuations and flicker in low-voltage supply systems for equipment with rated current ≤ 16 A. First Edition 1994 - 12.

- [5] Z. Zhang and S. Cuk: "A High Efficiency 1.8 kW Battery Equalizer". *Proc. of IEEE APEC '93*, pp. 221-227.
- [6] G. Spiazzi, L. Malesani, L. Rossetto, P. Tenti, J. A. Pomilio and C. Bocchiola: "High-Quality Rectifier for Resistive Loads". *Proc. of International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, PEDES'96*. New Delhi, India, Jan. 8-11, 1996.
- [7] "Limits and Methods of Measurement of Radio Disturbances Characteristics of Electrical Motor-operated and Thermal Appliances for Household and Similar Purposes, Electrical Tools and Electric Apparatus". International Electrotechnical Commission - IEC, International Special Committee on Radio Interference, Reference number CISPR 14, 1993.
- [8] E. Santi: "Magnetics and Control in Power Electronics". Ph.D. Thesis, California Institute of Technology, Pasadena, USA, 1993.
- [9] C. G. Bianchin: "Pré-Reguladores de Fator de Potência Alimentando Cargas Resistivas". Dissertação de Mestrado, FEEC, UNICAMP, Campinas, 1997.
- [10] V. Vlatkovic, D. Borojovic and F. C. Lee: "Input Filter Design for Power Factor Correction Circuits". *Proc. of IEEE IECON '93*, Haway, USA, 1993, pp.954-958.

DADOS BIOGRÁFICOS

Carlos Gabriel Bianchin formou-se em Engenharia Elétrica pela Faculdade de Engenharia de Guaratinguetá, da Universidade Estadual Paulista - UNESP, em 1994. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas, em 1997. Atualmente é pesquisador do LAC-COPEL.

José Antenor Pomilio formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas, Campinas (SP), em 1983. Realizou Mestrado e Doutorado em Engenharia Elétrica pela mesma universidade em 1986 e 1991, respectivamente. Entre 1988 e 1991, foi chefe do grupo de Eletrônica de Potência do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron. Realizou um estágio de pós-doutoramento junto ao Departamento de Eng. Elétrica da Universidade de Pádua, Itália em 1993/94. É professor Livre-Docente do Departamento de Sistemas e Controle de Energia da UNICAMP. É membro da SOBRAEP, do IEEE e da SBA. É membro do Comitê Administrativo da IEEE Power Electronics Society, como "Liaison" para a América Latina e vice-presidente da SOBRAEP.