

# ANÁLISE E DESENVOLVIMENTO DE UM NOVO CONVERSOR CA-CC HÍBRIDO MONOFÁSICO PARA APLICAÇÕES EM SISTEMAS TRÓLEBUS

Gustavo B. Lima<sup>1</sup>, Antonio P. Finazzi<sup>1</sup>, Luiz C. de Freitas<sup>1</sup>, João B. Vieira Jr.<sup>1</sup>, Ernane A. A. Coelho<sup>1</sup>, Valdeir J. Farias<sup>1</sup>, Carlos A. Canesin<sup>2</sup> e Luiz C. G. Freitas<sup>1</sup>.

1) Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP)  
Faculdade de Engenharia Elétrica (FEELT)  
Universidade Federal de Uberlândia (UFU)  
Uberlândia, MG, Brasil 38400-902

e-mail: [gu.eletrica@gmail.com](mailto:gu.eletrica@gmail.com), [lcfreitas@yahoo.com.br](mailto:lcfreitas@yahoo.com.br)

2) Laboratório de Eletrônica de Potência (LEP)  
Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira (FEIS)  
Universidade Estadual Paulista (UNESP)  
Ilha Solteira, São Paulo, Brasil 15385-000

**Resumo** – Este artigo apresenta o desenvolvimento e análise experimental de uma nova estrutura de retificador híbrido monofásico, com elevado fator de potência (FP) e reduzida taxa de distorção harmônica de corrente (TDH<sub>i</sub>) para aplicação como estágio pré-regulador de sistemas de tração elétrica. Trata-se de um conversor pré-regulador retificador capaz de promover a flexibilidade de alimentação, em CA ou CC, para ônibus de transporte público tipo trólebus, contribuindo com a possibilidade de expansão da rede, a baixo custo, eliminando-se custos associados às estações retificadoras convencionais. A estrutura proposta é composta por um retificador monofásico de onda completa não controlado convencional, associado em paralelo a um conversor chaveado não isolado. Destaca-se que o conversor chaveado é capaz de compor a corrente de entrada impondo uma corrente quase senoidal na rede de alimentação em CA, garantindo-se elevado FP e reduzida TDH<sub>i</sub>, tal como nos pré-reguladores convencionais, porém, o conversor chaveado processa menos de 50% da potência total de saída, garantindo robustez e confiabilidade para a estrutura. Foi desenvolvido um protótipo de 10 kW utilizando uma técnica de controle PWM capaz de limitar a contribuição do conversor chaveado e, ao mesmo tempo, impor uma corrente de entrada cujo espectro apresenta baixos níveis harmônicos, tomando, indicativamente, como referência os limites da norma internacional IEC61000-3-4. Todo o estudo teórico, a análise matemática e os resultados experimentais obtidos são apresentados neste artigo.

**Palavras-Chave** – Correção do Fator de Potência, Retificadores Híbridos, Sistemas Elétricos de Transporte Urbano, Trólebus.

## ANALYSIS AND DEVELOPMENT OF A NEW AC-DC HYBRID SINGLE-PHASE CONVERTER FOR TROLLEYBUS APPLICATION

**Abstract** – This paper presents the development and the experimental analysis of a new single-phase hybrid rectifier with high power factor (PF) and low harmonic

distortion of current (THD<sub>i</sub>), suitable for application in Trolleybus electrical traction systems. This front-end rectifier structure is capable to operate in AC or DC distribution network platforms, providing significant improvements in trolleybuses systems and in the costs and efficiency of urban distribution networks. The proposed structure is composed by an ordinary single-phase diode rectifier with parallel connection of a switched converter. It is outlined that the switched converter is capable of composing the input line current through the imposition of a quasi-sinusoidal input line current waveform and assuring high PF and low THD<sub>i</sub>. However, the power rating of the switched converter is lesser than 50% of the total output power, assuring robustness and reliability for the proposed hybrid rectifier. A prototype rated at 10 kW was developed and analyzed in laboratory, using low cost analog PWM control technique capable of limiting the switched converter power contribution. It was found that the input line current spectrum presents low harmonics, taking as reference the limits of the international standard IEC61000-3-4. The principle of operation, the mathematical analysis, and experimental results are also presented in this paper.

**Keywords** – Power Factor Correction, Hybrid Rectifiers, Urban Electrical Transport, Electrical Vehicles, Trolleybus.

### I. INTRODUÇÃO

Sistemas eficientes de controle de velocidade de máquinas rotativas tem sido alvo permanente e contínuo dos pesquisadores que atuam em eletrônica de potência. Nos últimos anos, graças à grande evolução alcançada na tecnologia de fabricação de dispositivos semicondutores, capazes de processar elevados valores de corrente e suportar severos transitórios e elevadas temperaturas, o desenvolvimento destes sistemas, para aplicação em veículos elétricos, permitiu o estabelecimento de uma sólida linha de pesquisa que tem atraído grande interesse por parte da comunidade científica [1-4].

Neste contexto, a tecnologia dos veículos elétricos utilizados no transporte público urbano tem se demonstrado como sendo um meio bastante eficiente de se reduzir a emissão de poluentes derivados do petróleo, em experiências realizadas em diversos países. Com a substituição de ônibus de transporte público movido a diesel por Veículos Híbridos,

Artigo submetido em 30/12/2009. Revisado em 14/11/2010. Aceito para publicação em 29/11/2010 por recomendação do editor João Onofre P. Pinto.

movidos a diesel e/ou eletricidade, ou por Trólebus, movidos somente por eletricidade, consegue-se reduzir drasticamente a emissão de poluentes como o dióxido de carbono, óxido de nitrogênio e praticamente zerar a emissão de monóxido de carbono [5]. Apesar de o custo ser superior ao similar a diesel, a operação do ônibus elétrico é mais silenciosa, o tempo de vida é 4 vezes maior, os custos com manutenção chegam a ser, em média, 35% menor, além de reduzir em 90% a emissão de material particulado.

O sistema Trólebus tem se desenvolvido rapidamente como um sofisticado, não poluente, silencioso, rápido e popular meio de transporte urbano. Hoje em dia, devido a questões ambientais, a aplicação destes sistemas, tem atraído novo e vigoroso interesse mundial, sendo também uma tendência esperada na América do Sul para os próximos anos [6-11].

No que se refere às redes de alimentação destes sistemas, redes em corrente contínua (CC), um grande problema associado à dificuldade da expansão destas redes são os elevados custos e grandes áreas destinadas às subestações retificadoras, principalmente em grandes centros urbanos.

Neste sentido, como proposta de contribuir com a possibilidade de fácil expansão da rede de alimentação do sistema trólebus a baixo custo, permitindo que tais redes possam também operar em corrente alternada (CA), este trabalho propõe um novo estágio pré-regulador retificador híbrido, a ser instalado no trólebus, permitindo operação em CC ou CA, conforme Figura 1. Adicionalmente, quando em corrente alternada, proporciona a correção ativa das distorções harmônicas de corrente, sem comprometer a eficiência e confiabilidade do sistema, operando com elevado fator de potência. Vale ressaltar que a bidirecionalidade em potência, necessária durante as frenagens, é assegurada pelo controlador de velocidade hoje existente neste tipo de aplicação, tal qual encontrado nas locomotivas que operam a tração de trens em estradas de ferro [12]. Portanto, a regeneração durante processos de frenagem, acontece para o barramento CC intermediário (link CC), não para o CA.

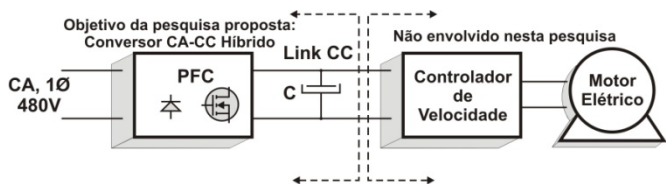


Fig. 1. Sistema de alimentação monofásico CA simplificado utilizado em sistemas Trólebus.

A grande vantagem proporcionada por retificadores híbridos, trifásicos ou monofásicos, é a associação da robustez, confiabilidade e simplicidade dos retificadores não controlados a diodos com a redução de peso e volume proporcionados pelos conversores chaveados, que operam em alta frequência de chaveamento. Desta forma, a potência nominal da estrutura híbrida pode ser drasticamente aumentada, sem prejudicar a eficiência global do retificador, o que não pode ser alcançado com retificadores PWM convencionais, sem aumentar consideravelmente os custos [13-17].

O retificador híbrido monofásico proposto é composto por um retificador monofásico não controlado (Ret-1), associado

em paralelo com um conversor monofásico chaveado (Ret-2), como ilustrado na Figura 2. Destaca-se que as principais vantagens de se utilizar retificadores híbridos como estágio pré-regulador com correção do fator de potência para conexão de conversores eletrônicos são:

- Maior rendimento global da estrutura, uma vez que os conversores chaveados processam reduzida parcela de potência ativa entregue à carga;
- Menor custo, quando comparado com conversores pré-reguladores chaveados convencionais com FP unitário, uma vez que os dispositivos semicondutores utilizados nessas estruturas são dimensionados para potência nominal;
- Flexibilidade quanto aos limites imposto por normas internacionais, uma vez que a corrente imposta na rede CA de alimentação pode assumir diferentes formas, dependendo da  $THD_1$  desejada;
- Técnica de controle simples, de baixo custo e eficiente.

Conforme ilustrado na Figura 2, a corrente drenada da rede ( $i_{in}$ ) será a composição daquela requerida pelo retificador não controlado ( $i_1$ ), com a parcela do conversor chaveado ( $i_2$ ), sendo que a forma de onda da corrente  $i_2$  é diretamente responsável pela característica final da forma de onda da corrente CA drenada da fonte de alimentação.

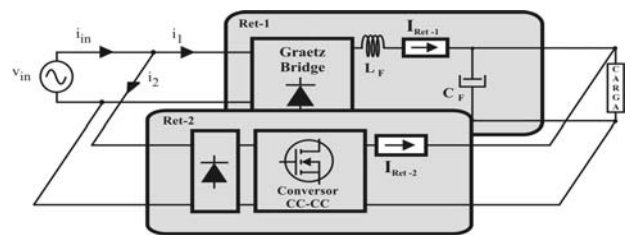


Fig. 2. Arranjo topológico do retificador híbrido monofásico proposto.

## II. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Conforme ilustrado na Figura 2 o retificador híbrido proposto neste trabalho é constituído de uma combinação em paralelo de dois grupos retificadores. O primeiro é um retificador monofásico não controlado de onda completa, Ret-1, e o segundo é um conversor chaveado, Ret-2, que opera com forma de onda de corrente de entrada imposta, tal que a corrente CA de alimentação tenha forma de onda quase senoidal. Desta forma, resultam desta combinação na corrente de linha, as correntes  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$ , sendo que  $i_{L1}$  é a corrente clássica dos retificadores monofásicos não controlados de onda completa, operando no modo descontínuo de condução, enquanto que a corrente  $i_{L2}$  é aquela imposta de acordo com a referência senoidal desejada. Portanto, tem-se que a composição das correntes  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  ( $i_{L1}$  somada a  $i_{L2}$ ), assume a forma aproximadamente senoidal ( $i_{in}$ ), se assim for desejado, conforme referência exemplo da Figura 3.

### A. Etapas de operação

**De 0 a  $t_1$** , os diodos da ponte retificadora do retificador não controlado estão polarizados reversamente, isto é, a tensão no barramento CC é maior que a tensão de entrada.

Desta forma, inicia-se a imposição de corrente no indutor  $L_2$  do conversor chaveado, seguindo a referência senoidal de corrente. Portanto, neste intervalo de tempo, o retificador não controlado está fora de operação;

**De  $t_1$  a  $t_2$** , a tensão de entrada ( $v_{in}$ ) é maior que a tensão de saída ( $V_0$ ) e, portanto, os diodos da ponte retificadora do retificador não controlado entram em condução e a corrente  $i_{L1}$  começa a crescer pela ação de  $v_{in}$ . Neste instante, o retificador não controlado começa a contribuir com a potência entregue à carga e, portanto, a contribuição do conversor chaveado começa a diminuir. A corrente imposta no conversor chaveado ( $i_{L2}$ ) começa a decrescer, respeitando a referência senoidal de corrente, chegando a zero em  $t_2$ ;

**De  $t_2$  a  $t_3$** , apenas o retificador não controlado fornece potência à carga, pois a diferença entre a referência senoidal de corrente e o sinal realimentado é zero, desabilitando o conversor chaveado. Portanto, neste intervalo de tempo, a corrente de entrada é igual à corrente no indutor  $L_1$  do retificador não controlado;

**De  $t_3$  a  $t_4$** , o conversor chaveado entra novamente em operação seguindo a referência de corrente senoidal imposta. A corrente  $i_{L1}$  chega a zero em  $t_4$  uma vez que a tensão  $V_0$  fica maior que a tensão de entrada, retirando o retificador não controlado de operação;

**De  $t_4$  a  $\pi$** , apenas o conversor chaveado fornece potência à carga, pois os diodos da ponte retificadora do retificador não controlado foram bloqueados pela tensão de saída  $V_0$ . Portanto, neste intervalo de tempo, a corrente de entrada é igual à corrente imposta no indutor  $L_2$  do conversor chaveado.

Desta forma, observa-se que a forma de onda da corrente  $i_{L2}$  é diretamente responsável pela característica final da forma de onda da corrente CA de alimentação, promovendo, portanto, uma sensível redução de sua TDH<sub>1</sub>. Destaca-se que, apesar de  $i_{in}$  ser uma forma de onda atípica, seu espectro harmônico apresenta níveis harmônicos reduzidos, tomando, indicativamente, como referência a norma internacional IEC61000-3-4, conforme comprovação experimental apresentada na seção VI.

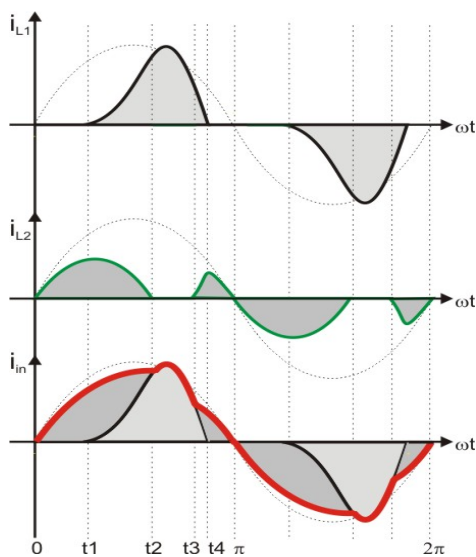


Fig. 3. Formas de onda teóricas de corrente  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$ ,  $i_{in}$ . A forma de onda tracejada representa a tensão de entrada.

### III. RETIFICADOR HÍBRIDO MONOFÁSICO PROPOSTO

Para se aplicar o conceito de retificadores híbridos apresentado em [13-16], em sistemas de alimentação monofásicos, torna-se necessário utilizar um retificador monofásico de onda completa, conforme ilustrado na Figura 4, operando no modo descontinuo de condução (DCM – *Discontinuous Conduction Mode*). Neste trabalho, sempre que o termo retificador monofásico não controlado for empregado trata-se especificamente do retificador monofásico de onda completa em ponte.

A operação em DCM é obtida quando a relação entre as impedâncias de  $C$  e  $L$  é elevada, ou seja, quando o indutor de filtro  $L$  é muito pequeno e o capacitor de filtro  $C$  é muito grande. No limite, quando o valor do indutor tende a zero e o valor do capacitor tende ao infinito, a corrente CA de entrada se aproxima de uma função impulso [18], [19].

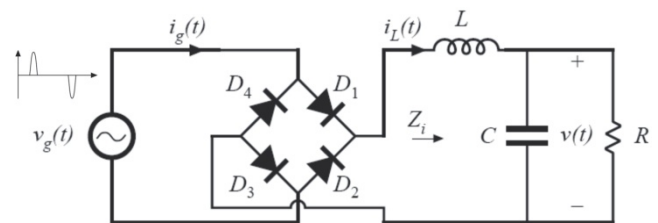


Fig. 4. Retificador monofásico não-controlado.

#### A. Análise do retificador monofásico não controlado operando em DCM

A análise do retificador monofásico não controlado operando em DCM é dividida em dois estágios que correspondem às duas formas de onda da corrente no indutor  $L_1$ , ilustradas na Figura 5. Em ambos os casos, a condução dos diodos da ponte retificadora começa quando a tensão de entrada retificada atinge o valor da tensão sobre o capacitor  $C_0$  do filtro de saída. O ângulo  $\theta_1$ , dado em radianos, é definido como o valor de  $\theta$  no instante em que isto acontece, originando a seguinte relação:

$$\frac{V_{C_0}}{V_{in(max)}} = \text{sen}\theta_1 \quad (1)$$

O ângulo  $\theta_4$  é definido como o valor de  $\theta$  no instante em que a corrente através do indutor  $L_1$  se iguala a zero. O Caso 1, ilustrado na Figura 5(a), se refere à condição em que a corrente no indutor  $L_1$  atinge zero no mesmo semiciclo da tensão de entrada e em que se encontra  $\theta_1$ , ou seja,  $\theta_4 < \pi$ . O Caso 2, ilustrado na Figura 5(b), se refere à condição em que a corrente no indutor  $L_1$  atinge zero apenas no semiciclo seguinte, ou seja,  $\theta_4 > \pi$ .

Para utilização do retificador monofásico, operando DCM, na composição o retificador híbrido monofásico proposto, é necessário fazê-lo operar conforme ilustrado na Figura 5(a), no intuito de maximizar a potência processada pelo retificador não controlado, i.e. maior corrente média no indutor  $L_1$ ; e, ao mesmo tempo, obter elevado fator de potência ( $\theta_4 < \pi$ ).

Assim, para o caso 1, a corrente no indutor  $L_1$  pode ser descrita como se segue, para  $\theta_1 < \theta < \theta_4$ :

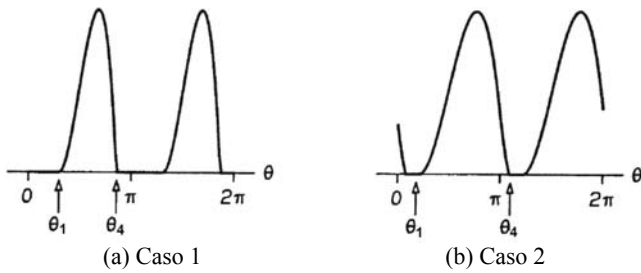


Fig. 5. Formas de onda teóricas de corrente no indutor de filtro ( $i_L(t)$ ) em DCM.

$$i_{L_1}(\theta) = \frac{V_{in(max)}}{\omega L_1} [\cos\theta_1 - \cos\theta - (\theta - \theta_1) \text{sen}\theta_1] \quad (2)$$

O ângulo em que a corrente no indutor  $L_1$  atinge zero, ângulo  $\theta_4$ , pode ser calculado por aproximação numérica resolvendo-se a equação transcendental apresentada em (3). Assim, encontra-se o valor de  $\theta_4$  que satisfaz (3) tal que  $\theta_4 > \theta_1$ .

$$[\cos\theta_1 - \cos\theta_4 - (\theta_4 - \theta_1) \text{sen}\theta_1] = 0 \quad (3)$$

### B. Análise do conversor chaveado utilizado

Tradicionalmente, conversores Boost têm sido utilizados como estágio de entrada para correção do fator de potência [20-22]. Entretanto, para operarem em paralelo com um retificador trifásico ou monofásico não controlado (Ret-1), conversores Boost não-isolados são tecnicamente inviáveis.

Isto quer dizer que, mesmo que conversores Boost modificados, conforme apresentado em [8-10], sejam conectados em paralelo com retificador 1, não se consegue impor uma corrente no indutor Boost, na forma de onda desejada, no período de tempo em que a tensão de entrada é maior que a tensão CC de saída. Neste caso, torna-se necessário utilizar um transformador abaixador para alimentar o conversor Boost, resultando em aumento de custo, peso e volume da estrutura [12], [14].

Por outro lado, o conversor SEPIC (*Single Ended Primary Inductance Converter*) se comporta naturalmente como fonte de corrente, podendo operar como um conversor abaixador ou elevador e, portanto, a imposição da forma de onda desejada não depende fortemente do ganho estático do conversor [19]. Por esta razão, o conversor SEPIC foi escolhido para compor o retificador híbrido monofásico proposto, ilustrado na Figura 6.

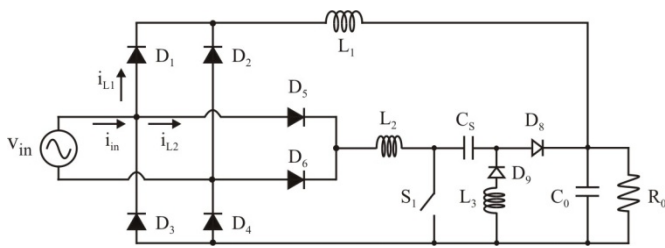


Fig. 6. Arranjo topológico do retificador híbrido monofásico proposto.

### C. Análise do retificador híbrido monofásico proposto

O modo de operação do retificador híbrido monofásico proposto pode ser descrito em cinco fases considerando meio ciclo da tensão de alimentação, conforme ilustrado na Figura 7, onde são apresentadas as formas de onda da tensão de entrada ( $v_{in}$ ), da tensão de saída ( $V_{C_0}$ ), da corrente no indutor de filtro do retificador não controlado ( $i_{L_1}$ ), da corrente no indutor de filtro de entrada do conversor SEPIC ( $i_{L_2}$ ) e do sinal de referência de corrente ( $I_{ref}$ ), todos em função do ângulo  $\theta$ .

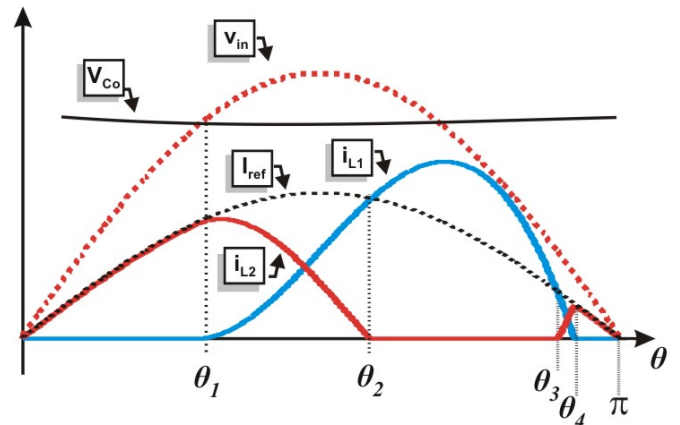


Fig. 7. Arranjo topológico do retificador híbrido monofásico proposto.

Analisando as cinco etapas de operação, é possível dimensionar os semicondutores utilizados e, principalmente os elementos magnéticos, que se caracterizam por ser os elementos de maiores peso e volume da estrutura, portanto, o correto dimensionamento destes componentes é de fundamental importância para se alcançar a máxima densidade de potência. Nesse sentido, é apresentado na próxima seção, o roteiro de projeto desenvolvido para o dimensionamento da estrutura proposta. Para alcançar tal objetivo, é necessário saber que:

- Etapa 1 – 0 a  $\theta_1$ : somente o conversor SEPIC fornece potência à carga, portanto, tem-se que:

$$C_0 \frac{dV_{C_0}}{dt} = I_{D2} - \frac{V_{C_0}}{R} \quad (4)$$

- Etapa 2 –  $\theta_1$  a  $\theta_2$ : o retificador não controlado e o conversor SEPIC fornecem potência à carga, portanto, tem-se que:

$$C_0 \frac{dV_{C_0}}{dt} = I_{L1} + I_{D2} - \frac{V_{C_0}}{R} \quad (5)$$

- Etapa 3 –  $\theta_2$  a  $\theta_3$ : somente o retificador não controlado fornece potência à carga, portanto, tem-se que:

$$C_0 \frac{dV_{C_0}}{dt} = I_{L1} - \frac{V_{C_0}}{R} \quad (6)$$

- Etapa 4 –  $\theta_3$  a  $\theta_4$ : o retificador não controlado e o conversor SEPIC fornecem potência à carga, portanto, tem-se que:

$$C_0 \frac{dV_{C_0}}{dt} = I_{L1} + I_{D2} - \frac{V_{C_0}}{R} \quad (7)$$

- Etapa 5 –  $\theta_4$  a  $\pi$ : somente o conversor SEPIC fornece potência à carga, portanto, tem-se que:

$$C_0 \frac{dV_{C_0}}{dt} = I_{D2} - \frac{V_{C_0}}{R} \quad (8)$$

#### IV. POTÊNCIA ATIVA MÉDIA PROCESSADA POR CADA GRUPO RETIFICADOR

O roteiro de projeto desenvolvido possibilita um preciso dimensionamento do indutor  $L_I$  do retificador não controlado para impor a operação no modo DCM, caso contrário, o tamanho e o peso deste elemento são sensivelmente aumentados, inviabilizando a aplicação da estrutura proposta. Nesse sentido, duas observações devem ser feitas, são elas:

1) Quanto maior for tempo de condução ( $\theta_1 - \theta_4$  – Figura 7) dos diodos da ponte retificadora ( $D_1$ - $D_4$  – Figura 6), maior será a energia processada pelo retificador não controlado, pois o valor médio da corrente  $i_{L_I}$  será maior;

2) A corrente  $i_{L_I}$  deve retornar a zero no mesmo semiciclo da tensão de entrada, caso contrário o fator de deslocamento obtido entre a corrente de linha do retificador não controlado e a tensão de alimentação contribuirá para redução do fator de potência do retificador híbrido proposto.

Portanto, consegue-se aperfeiçoar o projeto do arranjo topológico apresentado, minimizando o indutor  $L_I$  de filtro e, ao mesmo tempo, maximizando a parcela de contribuição do retificador não controlado (potência ativa processada).

##### A. Considerações iniciais de projeto

Em regime permanente e, desconsiderando-se as perdas, a potência eficaz de entrada é igual a potencia eficaz de saída no único elemento dissipativo, ou seja, a resistência de carga  $R$ . Portanto, tem-se que:

$$\frac{V_{in(max)}}{\sqrt{2}} \left( \frac{1}{\pi} \right) \int_0^{\pi} i_{in}^2(\theta) d\theta = \frac{V_{C_0(rms)}^2}{R} \quad (9)$$

Onde:

- $V_{in(max)}$  – valor de pico da tensão de entrada;
- $V_{C_0(rms)}$  – valor eficaz da tensão de saída;
- $R$  - resistência de carga;
- $i_{in}(\theta)$  - corrente de entrada;

A corrente de entrada do retificador não controlado é dada por (2) e a corrente de entrada do conversor SEPIC é dada por (10).

$$i_{L2}(\theta) = I_{ref} \cdot \text{sen}\theta \quad (10)$$

Onde:

- $I_{ref}$  – valor de pico da corrente senoidal de referência.

##### B. Cálculo da potência processada por cada grupo retificador

Considerando o capacitor de saída infinito, a tensão  $V_C$  é constante e igual a  $V_{C_0}$ , assim, a potência entregue à carga é dada por:

$$P_0 = \frac{V_{C_0}^2}{R} \quad (11)$$

As parcelas de contribuição de potência do retificador não controlado (Ret-1) e do conversor SPEIC (Ret-2) são definidas por (12) e (13), respectivamente.

$$P_{Ret-1} = k_p \frac{V_{C_0}^2}{R} \quad (12)$$

$$P_{Ret-2} = (k_p - 1) \frac{V_{C_0}^2}{R} \quad (13)$$

Onde:

$k_p$  – percentual de contribuição de potência desejado para Ret-1.

##### C. Cálculos dos ângulos $\theta_1$ e $\theta_4$ e do indutor $L_I$

Conforme apresentado em (1), o ângulo de condução  $\theta_1$  deve-ser tal que:

$$\text{sen}\theta_1 = \frac{V_{C_0}}{V_{in(max)}} \quad (14)$$

Conforme apresentado em (2), a corrente do indutor do retificador não controlado tem uma função definida por:

$$i_{L_I}(\theta) = \frac{V_{in(max)}}{\omega L_I} F(\theta) \quad (15)$$

Sendo  $i_{L_I}$  função do ângulo  $\theta$ , para cada ângulo inicial de condução  $\theta_1$ , defini-se um ângulo final de condução  $\theta_4$ , assim como um valor máximo da função  $F(\theta)$ . Desta forma, fazendo  $\theta_4 \leq \pi$  (Figura 5(a)), e solucionando (3) de forma iterativa, encontra-se um ângulo mínimo  $\theta_{1(min)}$  igual a 46, 43°. Nesta situação limite ( $\theta_4 = \pi$ ), o máximo valor da corrente  $i_{L_I}$  pode ser calculada derivando (15) e igualando a zero, assim, tem-se que:

$$I_{L_I(max)} = \frac{2V_{in(max)}}{\omega L_I} [\cos\theta_1 - (\pi/2 - \theta_1)\text{sen}\theta_1] \quad (16)$$

Pode-se associar a esta situação limite a máxima contribuição de corrente média (potencia) do conversor não controlado. Por conseqüência, sabendo-se que a potência processada pelo retificador não controlado também pode ser calculado utilizando-se (17) e ainda, de posse de (18) e fazendo  $\theta_1 = 46,43^\circ$  e  $\theta_4 = 180^\circ$ , consegue-se determinar a máxima contribuição de potência do retificador não controlado através do cálculo do máximo valor da corrente média no indutor  $L_I$ .

$$P_{Ret-1} = V_{C_0} \times I_{L_I(med)} = k_p \frac{V_{C_0}^2}{R} \quad (17)$$

$$I_{L_I(med-max)} = 0,1154 \left( \frac{V_{in(max)}}{\omega L_I} \right) \quad (18)$$

Portanto, substituindo (18) em (17), a máxima parcela de contribuição de potência do retificador não controlado é dada por:

$$k_{p(max)} = 0,1154 \left( \frac{V_{in(max)}}{V_{C_0}} \right) \left( \frac{R_0}{\pi \omega L_1} \right) \quad (19)$$

Finalizando, para uma dada condição de carga, definindo-se a máxima parcela de contribuição de potência do retificador não controlado e a tensão média de saída desejada, obtém-se o valor mínimo  $L_1$  através de (19).

#### D. Cálculos dos ângulos $\theta_2$ e $\theta_3$ e do valor da corrente de referência a ser imposta em $L_2$

Sabe-se que, para a obtenção de elevado fator de potência e reduzida  $TDH_I$ , a corrente imposta na rede CA de alimentação deve seguir uma referência senoidal. Além disso, o valor de pico da corrente imposta no indutor  $L_2$  deve ser menor que o valor de pico da corrente no indutor  $L_1$ , com vistas a limitar a potência processada pelo conversor chaveado. Portanto, deve-se encontrar o valor de  $I_{ref}$ , de  $\theta_2$  e de  $\theta_3$  em função da relação entre a corrente máxima do conversor não controlado e a corrente de referência do conversor SEPIC, definindo-se, desta forma, o parâmetro  $K$  dado por:

$$K = \frac{I_{ref}}{I_{L_1(max)}} \quad (20)$$

Substituindo (16) e m (20), tem-se que:

$$I_{ref} = \frac{2KV_{in(max)}}{\omega L_1} [\cos\theta_1 - (\pi/2 - \theta_1) \text{sen}\theta_1] \quad (21)$$

Analisando a Figura 7, conclui-se que os ângulos  $\theta_2$  e  $\theta_3$  são determinados pela seguinte igualdade:

$$I_{ref} \text{sen}\theta = i_{L_1}(\theta) \quad (22)$$

Desta forma, obtém-se (23) e (24) que devem ser solucionadas iterativamente e, conseqüentemente, os valores de  $\theta_2$  e  $\theta_3$  são encontrados.

$$2K \left[ \cos\theta_1 - \left( \frac{\pi}{2} - \theta_1 \right) \text{sen}\theta_1 \right] = [\cos\theta_1 - \cos\theta_2 - (\theta_2 - \theta_1) \text{sen}\theta_1] \quad (23)$$

$$2k \left[ \cos\theta_1 - \left( \frac{\pi}{2} - \theta_1 \right) \text{sen}\theta_1 \right] = [\cos\theta_1 - \cos\theta_3 - (\theta_3 - \theta_1) \text{sen}\theta_1] \quad (24)$$

Outra condição que deve ser atendida por  $K$ ,  $\theta_2$  e  $\theta_3$  é que o valor médio da potencia instantânea na fonte de entrada ( $1/\pi$  vezes a integral do produto da tensão de entrada pela corrente total na entrada) tem que se igualar à potência total entregue à carga. Isto é:

$$P_0 = \frac{V_{max} K I_{L_1 max}}{2\pi} \left\{ \left[ \theta_2 + \pi - \theta_3 - \sin(\theta_2) \cos(\theta_2) + \sin(\theta_3) \cos(\theta_3) \right] + \frac{V_{max}^2}{\pi \omega L_1} \left[ \begin{array}{l} -\cos\theta_1 (\cos\theta_3 - \cos\theta_2) \\ + I/4 (\cos 2\theta_3 - \cos 2\theta_2) \\ + \sin\theta_1 (\theta_3 \cos\theta_3 - \sin\theta_3 - \theta_1 \cos\theta_3) \\ - \sin\theta_1 (\theta_2 \cos\theta_2 - \sin\theta_2 - \theta_1 \cos\theta_2) \end{array} \right] \right\} \quad (25)$$

Assim, define-se um valor inicial para  $K = 0$  e  $\theta_2 = \theta_1$ . Verifica-se convergência em (23), incrementando-se  $\theta_2$  até a obtenção de igualdade em ambos os termos para um mesmo valor de  $K$ . Satisfazendo (23), encontra-se assim um valor  $\theta_2$  parcial.

Para o cálculo de  $\theta_3$  procede-se de maneira análoga ao cálculo de  $\theta_2$ . Portanto, define-se, inicialmente, um  $\theta_3 = \theta_2$  parcial. Para o mesmo  $K$  utilizado para encontrar  $\theta_2$  parcial incrementa-se  $\theta_3$  até satisfazer (24), obtendo-se assim um valor parcial para  $\theta_3$ .

Por fim, verifica-se se (25) é satisfeita. Caso contrário incrementa-se o valor de  $K$ , calculando novamente  $\theta_2$  e  $\theta_3$  até satisfazer (23), (24) e (25) simultaneamente. Satisfeitas as referidas equações, obtém-se os valores finais de  $\theta_2$ ,  $\theta_3$  e  $K$ . Fixado o valor de  $K$  encontrar-se o valor de  $I_{ref}$  por (20).

Assim, para um dado valor de  $K$ , obtém-se uma respectiva forma de onda de  $i_{in}(\theta)$  obtida através de (11), originando a forma de onda ilustrada na Figura 8. Para a forma de onda encontrada, realiza-se a análise de *Fourier* para obter seu espectro harmônico e compará-lo com os limites da norma tomada como referência, conforme apresentado na Figura 9. Portanto, é possível obter a forma de onda de corrente resultante na entrada do conversor proposto que possui uma decomposição harmônica com níveis adequados, tomando como referência a norma IEC61000-3-4.

De posse de (4), (9)-(11), é obtido o gráfico apresentado nas Figura 10, cujo objetivo é ilustrar o desempenho do retificador híbrido monofásico apresentado neste trabalho quanto à  $TDH_I$  alcançada.

Para tanto, utilizou-se o programa *Matlab*<sup>®</sup> para realização da análise de Fourier da corrente CA de entrada obtida para diferentes valores de  $K$ . Pode-se observar que, para valores crescentes de  $K$ , isto é, à medida que a parcela de contribuição do conversor chaveado aumenta, a  $TDH_I$  alcançada se aproxima de zero. No limite, para  $K$  igual a 1,3, a corrente CA de entrada é puramente senoidal, portanto, a  $TDH_I$  alcançada é igual a zero. Para  $K$  igual a 0,74, apesar do elevado valor de  $TDH_I$  obtido, observa-se baixos níveis de harmônicos, comparado com a norma internacional IEC61000-3-4, conforme ilustrado na Figura 9.

Analisando a Figura 11, observa-se que processando apenas 41% da potência ativa total entregue à carga, o conversor chaveado opera com forma de onda de corrente imposta de tal sorte que o espectro harmônico da corrente de linha alcançada tenha níveis de harmônicos próximos dos limites impostos pela norma IEC61000-3-4.

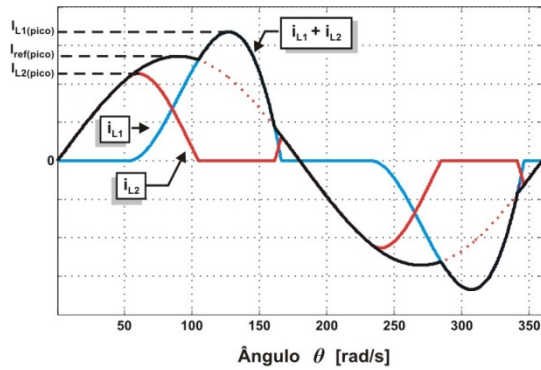


Fig. 8. Formas de onda de correntes obtidas através da análise matemática apresentada ( $K = 0,74$  e  $L_1 = 9,5\text{mH}$ ).

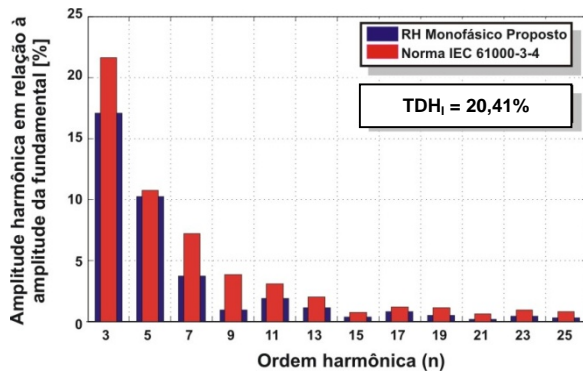


Fig. 9. Espectro harmônico da corrente CA de alimentação ilustrada na Fig. 10 ( $K = 0,74$  e  $L_1 = 9,5\text{mH}$ ).

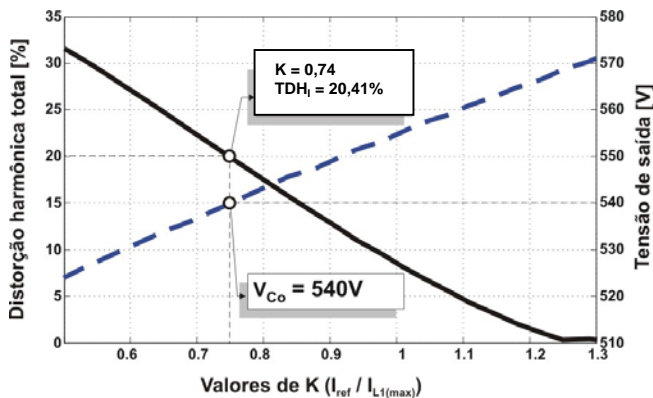


Fig. 10. Distorção harmônica total da corrente de entrada obtida através da análise matemática apresentada para  $0,5 \leq k \leq 1,3$ .

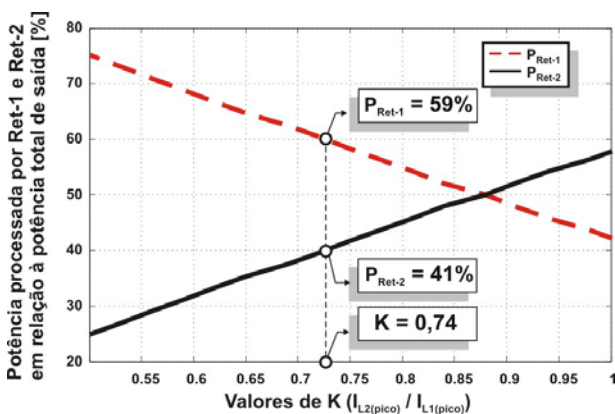


Fig. 11. Parcela de contribuição de potência ativa média de cada retificador para  $0,5 \leq k \leq 1,0$ .

## V. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A técnica de controle utilizada se baseia na imposição da corrente de linha de entrada com baixa  $TDHT_i$  e elevado  $FP$ . Não é realizado o controle da tensão de saída, sendo seu valor definido pelo valor de pico da tensão de alimentação e pelo valor do seno do ângulo em que a condução dos diodos da ponte retificadora ( $D_1-D_4$ ) começa, definido na seção II como  $\theta_i$ . Assim, a estratégia de controle proposta se concentra em impor uma corrente aproximadamente senoidal na entrada, limitando a potência ativa processada pelo conversor chaveado, garantindo, portanto, que o conversor chaveado jamais assumirá a potência total entregue a carga. Caso contrário, a tensão no barramento CC de saída se eleva, bloqueando os diodos da ponte retificadora não controlada ( $D_1-D_4$ ) e retirando, conseqüentemente, o retificador não controlado de operação. Para alcançar tal objetivo, o valor de pico da corrente do conversor chaveado será sempre menor que o valor de pico da corrente do retificador não controlado. Neste contexto, o diagrama esquemático ilustrando a estratégia de controle desenvolvida é apresentado na Figura 12.

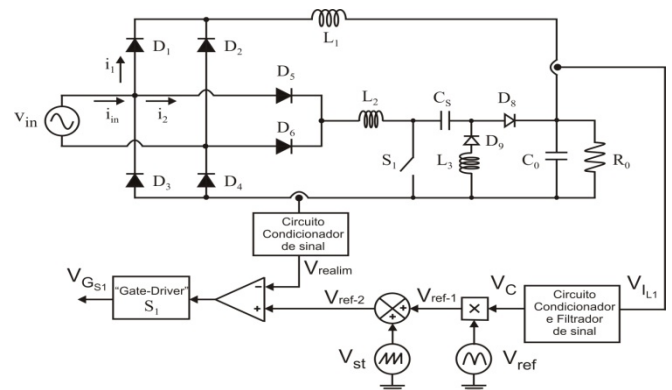


Fig. 12. Diagrama esquemático do circuito de controle.

Para impor uma corrente aproximadamente senoidal na rede CA e em sincronismo com a tensão de alimentação, uma amostra desta tensão retificada ( $V_{ref}$ ) é levada a um circuito multiplicador. Vale ressaltar que variações de carga implicam em variações no valor médio da corrente do retificador não controlado ( $i_{L1}$ ) e, conseqüentemente, na forma de onda final da corrente de alimentação. Por este motivo, deve-se fazer com que a magnitude do sinal de referência de corrente varie na mesma proporção, mantendo a composição da corrente de entrada na forma de onda desejada. Portanto, quando  $V_{ref}$  é aplicado ao circuito multiplicador (MC1495), o sinal obtido é resultado da multiplicação de uma tensão de controle ( $V_C$ ) que é proporcional à carga aplicada ao conversor. Este sinal é obtido através da aquisição e condicionamento do sinal de corrente que flui pelo indutor  $L_1$  do retificador não controlado ( $V_{L1}$ ), conforme ilustrado na Figura 12. Na saída do circuito multiplicador tem-se, portanto, um sinal senoidal de referência proporcional à carga aplicada na saída do retificador híbrido proposto ( $V_{ref-1}$ ). O ajuste adequado do ganho de  $V_{L1}$  garante que a magnitude do sinal de referência de corrente e, conseqüentemente, o valor de pico da corrente imposta no conversor chaveado, seja sempre menor que o valor de pico da corrente do retificador não controlado.

Assim, consegue-se impor a forma de onda desejada na corrente CA de alimentação, limitando a potência fornecida pelo conversor chaveado.

A amplitude máxima do sinal de referência é ajustada para condição nominal de carga, portanto, o valor de pico da corrente imposta no conversor SEPIC é menor que o valor de pico da corrente do retificador não controlado, em qualquer condição de carga. Vale ressaltar que a parcela de contribuição do conversor chaveado deve ser tal que a corrente imposta na rede CA de alimentação tenha baixos níveis harmônicos, tomando como referência a norma IEC 61000-3-4.

Para se obter um sinal *PWM* de referência, soma-se um sinal de tensão dente de serra ( $V_{Sr}$ ), com amplitude adequada e frequência de 20 kHz, com o sinal  $V_{ref-1}$ , obtendo-se, portanto, o sinal  $V_{ref-2}$ . Concluindo, o sinal *PWM* de referência ( $V_{ref-2}$ ) é comparado com o sinal de corrente realimentado do conversor chaveado ( $V_{realim}$ ). Este sinal é proporcional à soma das correntes  $i_{L1}$  (através do indutor  $L_1$ ), e  $i_{L2}$  (através do indutor  $L_2$ ).

Na saída do circuito comparador obtém-se os sinais de ataque de gatilho ( $V_{GSj}$ ) do interruptor  $S_j$ . Portanto, a corrente que flui através do indutor  $L_2$  seguirá a forma de onda da referência imposta por uma simples técnica de controle de modulação por largura de pulso [23, 24].

## VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo de 10 kW do retificador híbrido monofásico proposto foi construído e analisado em laboratório, conforme ilustrado na Figura 13. A potência nominal do protótipo implementado é apenas uma pequena fração da potência nominal dos conversores utilizados em sistemas Trólebus, pois, no presente momento, o objetivo principal é comprovar experimentalmente a viabilidade técnica do arranjo topológico proposto. As especificações de projeto e os parâmetros do protótipo construído são apresentados na Tabela I. Os principais resultados experimentais obtidos são apresentados nas Figuras 14 a 18.

Cada um dos itens que compõem o circuito de potência foi especificado com base nos dados obtidos através da análise matemática desenvolvida e resultados de simulação. Os ensaios foram realizados utilizando-se um transformador monofásico de 20 kVA (220V/480V), como fonte de alimentação do retificador híbrido proposto.

A Figura 14 ilustra como é feita a composição da corrente CA de alimentação. Observa-se que a corrente drenada pelo retificador monofásico não controlado, característica do modo de operação descontínuo, se soma à corrente imposta no conversor chaveado, resultando em uma corrente de entrada com forma de onda aproximadamente senoidal.

A corrente CA de alimentação obtida é apresentada na Figura 14(c). Observa-se que a corrente imposta no conversor chaveado é tal que a forma de onda de corrente resultante na linha é muito próxima de uma forma senoidal, conforme esperado, apresentando reduzida taxa de distorção harmônica, conforme observado em seu espectro harmônico ilustrado na Figura 15.

Vale ressaltar que, apesar de a forma de onda da corrente CA de alimentação obtida ser atípica, seus componentes harmônicos são próximos dos limites impostos pela norma

internacional IEC61000-3-4, comprovando a eficácia da solução proposta, no que tange a mitigação do conteúdo harmônico da corrente CA de alimentação.

**TABELA I**  
**Parâmetros do protótipo do retificador híbrido monofásico implementado.**

Especificações de Projeto	
Tensão Média de Saída, $V_0$ (med) = 540 V	
Potência Total de Saída, $P_0$ = 10 kW	
Tensão de entrada, $V_{in}$ (rms) = 480 V	
Frequência máxima de chaveamento, $f$ = 20 kHz	
TDH em conformidade com a IEC61000-3-4	
Retificador Monofásico não controlado	Conversor Chaveado (SEPIC)
Ponte retificadora SKB 52/12 - SEMIKRON	Diodos da ponte retificadora, $D_5$ - $D_6$ SKMD 100 - SEMIKRON
Indutor de Filtro, $L_1$ = 9,5 mH	Indutores, $L_2$ - $L_3$ = 800 $\mu$ H
Capacitor de filtro, $C_0$ = 800 $\mu$ F	Capacitor série, $C_S$ = 10 $\mu$ F
-	Interruptor, $S_1$ - IGBT SKM 145GAL176D - SEMIKRON
-	Diodos rápidos, $D_8$ - $D_9$ SKKE 120F - SEMIKRON

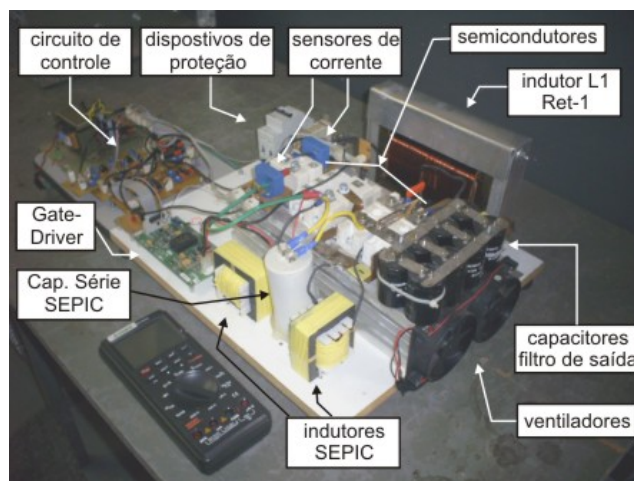


Fig. 13. Protótipo de 10 kW implementado em laboratório.

A Figura 16 ilustra as formas de onda de tensão e corrente de alimentação, sendo que a Fig.16(a) apresenta os resultados obtidos em regime permanente e a Fig.16(b) apresenta os resultados obtidos durante uma variação abrupta de carga, tendo sido aplicado um degrau positivo de carga, passando de 3,5kW para 10,5kW. Observa-se na Figura 16(b) que após quatro ciclos completos de 60Hz, indicado como  $\Delta t_2$ , a corrente de alimentação se estabiliza e assume a forma de onda desejada. Observa-se ainda que, para a menor condição de carga, a corrente de alimentação é praticamente senoidal.

É importante destacar que, durante o transitório de carga, indicado como  $\Delta t_1$ , a solicitação adicional de potência elétrica é fornecida pelo retificador não controlado, garantindo o fornecimento pleno de energia, sem submeter o conversor chaveado a grandes esforços de corrente durante transitórios de carga.

Portanto, conclui-se que a resposta dinâmica do conversor proposto é similar a de um retificador monofásico não controlado operando em DCM. Isto posto, acredita-se que esta é uma importante característica operacional do



conversor proposto e que pode vir a ser bastante atrativa para a aplicação almejada.

No que tange a mitigação do conteúdo harmônico da corrente CA de alimentação, destaca-se que o aumento no conteúdo harmônico de corrente e a diminuição do fator de potência, durante o intervalo de tempo  $\Delta t_2$ , equivalente a 4 ciclos completos de 60Hz, é insignificante no contexto da qualidade da energia elétrica.

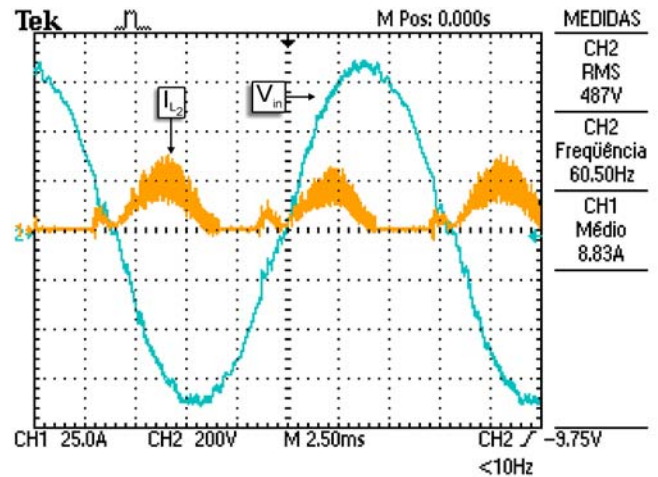
A tensão e a corrente média na carga são ilustradas na Figura 17. Observa-se, desta forma, que a potência média de saída é a igual 10,5kW. Se a corrente média no indutor de filtro do retificador não controlado ( $L_1$ ) é igual a 11,6A (Figura 14(a)) e tensão média no barramento CC é igual a 538V (Figura 17), conclui-se que a potência ativa média fornecida à carga pelo retificador não controlado é igual a 6,24kW, sendo equivalente a 59,4% da potência ativa média total de saída.

Portanto, para que fosse obtida uma corrente de alimentação com baixo conteúdo harmônico, tomando como referência os limites impostos pela norma internacional IEC61000-3-4, conforme apresentado na Fig.15, a contribuição do conversor chaveado foi de 40,6%.

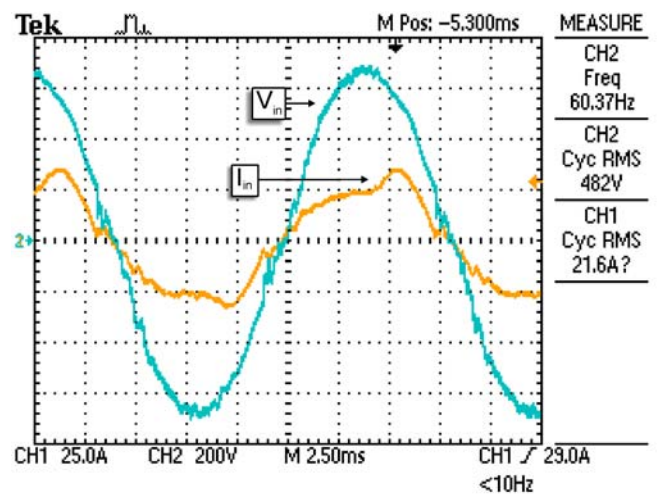
Caso não seja necessário tomar como referência os limites da norma IEC61000-3-4, a contribuição de potência processada pelo o conversor chaveado pode ser reduzida, devido à grande flexibilidade operacional proporcionada pela estrutura de retificador híbrido apresentada.

A Figura 18 ilustra como são obtidos os sinais de ataque de gatilho e comprova a eficácia da técnica de controle proposta para controle da corrente imposta no indutor de filtro de entrada do conversor chaveado.

A Figura 18(a) ilustra o sinal de realimentação, o sinal de referência e o sinal de gatilho durante um ciclo do sinal de referência de corrente e a Figura 18(b) ilustra, detalhadamente, a geração dos sinais de comando do interruptor do conversor chaveado através da comparação entre o sinal de referência e o sinal de corrente realimentado.

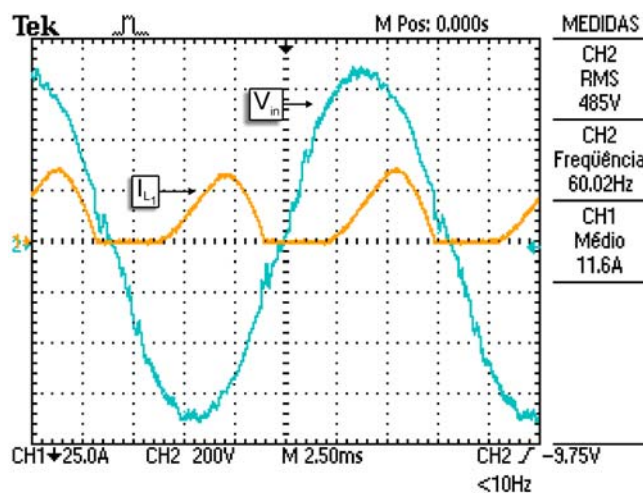


(b)



(c)

Fig. 14. Tensão de alimentação e: (a) corrente no indutor de filtro do retificador não controlado (b) corrente no indutor de filtro do conversor SEPIC (c) corrente CA de alimentação obtida.



(a)

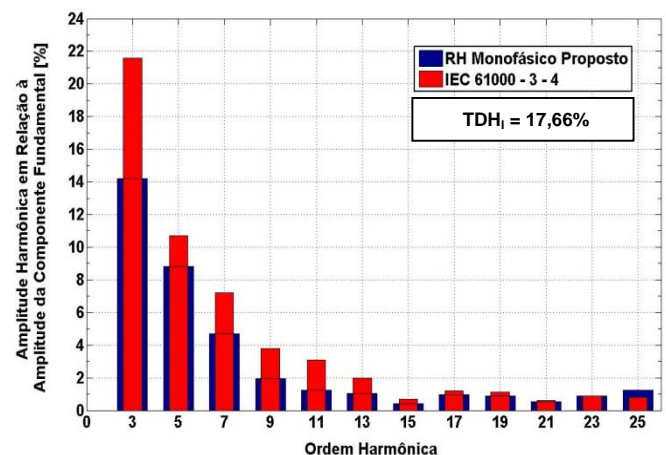
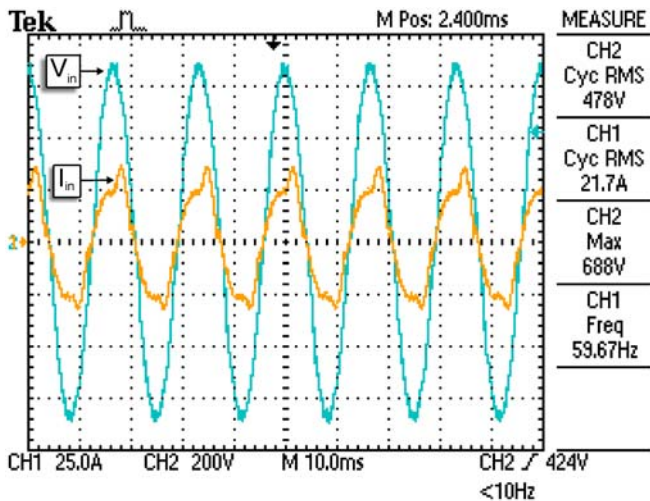
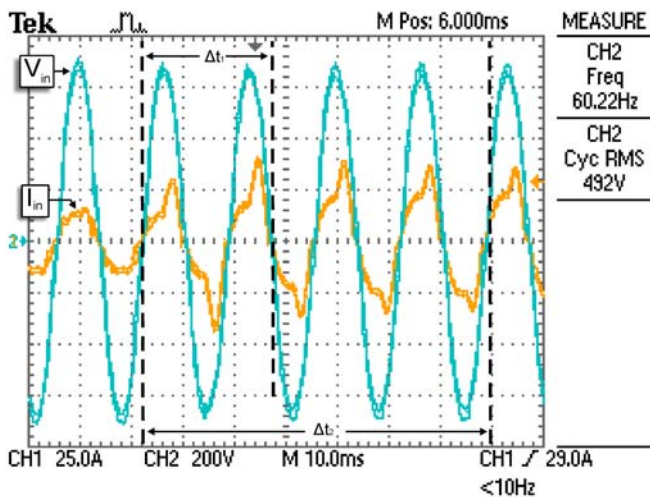


Fig. 15. Espectro harmônico da corrente CA de alimentação em regime permanente.



(a)



(b)

Fig. 16. (a) Tensão e corrente de alimentação em regime permanente (b) Resposta dinâmica do retificador híbrido monofásico proposto com controle de corrente do indutor do conversor SEPIC com malha externa de corrente para geração da tensão de controle.

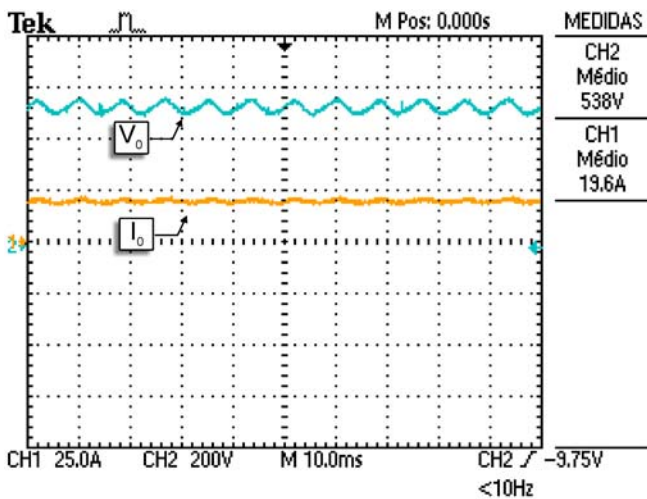
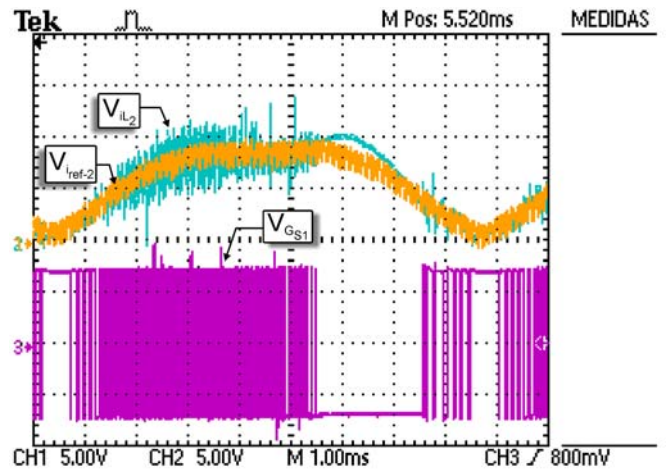
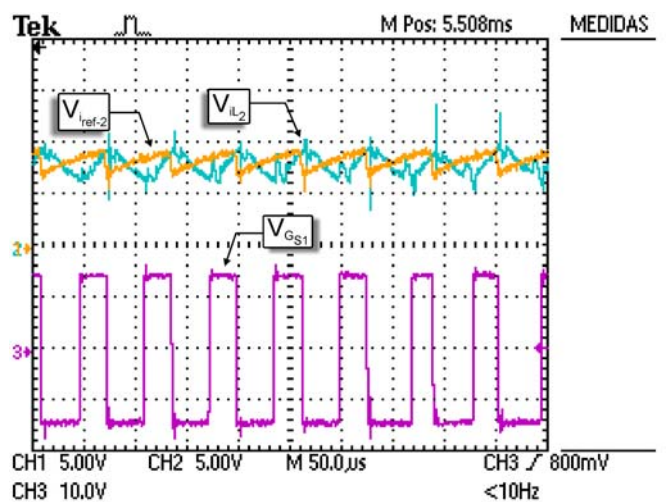


Fig. 17. Tensão e corrente na carga.



(a)



(b)

Fig. 18. Sinais de Controle: (a) Ch1: Sinal de referência, Ch2: sinal de realimentação e Ch3: pulsos de gatilho (b) Detalhe da comparação entre o sinal de referência e o sinal de realimentação e o sinal de gatilho gerado.

## VII. CONCLUSÕES

Este artigo apresenta o desenvolvimento, análise teórica e experimental de uma nova estrutura topológica de retificador híbrido monofásico, com elevado fator de potência (FP) e reduzida taxa de distorção harmônica de corrente ( $TDH_1$ ), adequado para aplicações em sistemas de tração elétrica tipo Trólebus, operando tanto em CA, quanto em CC. A estrutura proposta é composta por um retificador monofásico de onda completa não controlado convencional, associado a um conversor chaveado não isolado conectado em paralelo.

Demonstrou-se que o conversor chaveado é capaz de contribuir com a composição da corrente de entrada, garantindo elevado fator de potência e reduzida  $TDH_1$ , tal como nos conversores pré-reguladores convencionais, entretanto, o conversor chaveado processa em torno de 40% da potência total de saída, garantindo robustez e confiabilidade. Resultados experimentais obtidos com a construção de protótipo de 10 kW corroboram com a análise teórica apresentada.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o suporte financeiro do CNPq, da FAPEMIG e da ANEEL-AES Eletropaulo Metropolitana Eletricidade de São Paulo S.A. para o desenvolvimento desta pesquisa. Adicionalmente, os autores agradecem aos pesquisadores Guilherme A. Melo e Flávio A. S. Gonçalves pelo suporte técnico prestado durante o desenvolvimento desta pesquisa.

## REFERÊNCIAS

- [1] F. Marchio, V. Poletto, A. Russo, G. Torrisi, J. Notaro, G. Burlak, M. Mirowski, "A Revolution in power electronics: from "intelligent" to "super smart power" in automotive", in *Proc. of Power Electronics in Transportation*, pp. 27-34, 2004.
- [2] X. Jing, I. Celanovic, D. Borojevic, D., "Device evaluation and filter design for 20 kW inverter for hybridelectric vehicle applications" in *Proc. of Power Electronics in Transportation*, pp. 29-36, 1998.
- [3] K. M. Rahman, M. Ehsani, "Performance analysis of electric motor drives for electric and hybrid electric vehicle applications", in *Proc. of Power Electronics in Transportation*, pp. 49-56, 1996.
- [4] H. Plesko, J. Biela, J. Luomi, J. W. Kolar, "Novel Concepts for Integrating the Electric Drive and Auxiliary DC-DC Converter for Hybrid Vehicles", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 6, pp. 3025-3034, Novembro 2008.
- [5] A. N. Júnior, "A vez do veículo elétrico" *Revista Híbrida*, Edição 0, nº 0, pp.9-10, Fevereiro 2008.
- [6] I. Gonçalves, "Ainda falta uma política de transporte público que priorize ônibus de tecnologia limpa", *Revista Híbrida*, Edição 0, nº 0, pp.11-16, Fevereiro 2008.
- [7] L. Abrahan, "Power Electronics in German Railway Propulsion", in *Proc. of the IEEE*, vol. 76, pp. 472-480, 1988.
- [8] L. J. Brunton, "The Trolleybus History", in *IEE Review*, Fevereiro 1992.
- [9] L. J. Brunton, "Why Not Trolleybus?" in *Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles (Ref. No. 2000/050)*, pp. 5/1-5/7, 2000.
- [10] O. L. Dias Gonzales-Paloma, "Environmental Friendly Electric Transport for Large Cities. The Case of Mexico City", in *Proc. of IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 1, pp. KL1-KL4, 2000.
- [11] A. Nava, J. Rodriguez, et al., "Dynamic Performance of an Induction Motor Driven Trolleybus", in *Proc. of IEEE International Conference on Power Electronics and Drivers Systems*, vol. 1, pp. 416-421, 1999.
- [12] G. M. Buiatti, J. A. Martín-Ramos, A. M. R. Amaral, P. Dworakowski, and A. J. M. Cardoso, "Condition Monitoring of Metalized Polypropylene Film Capacitors in Railway Power Trains", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, no. 10, pp. 3796-3805, Oct. 2009.
- [13] L. C. G. Freitas; E. A. A. Coelho; M. G. Simões; C. A. Canesin; L. C. de Freitas, "Um novo retificador trifásico híbrido multipulsos com elevado fator de potência", in *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 10, nº 2, pp. 17-24, Novembro 2005.
- [14] L. C. G. Freitas; M. G. Simões; C. A. Canesin; L. C. de Freitas, "A novel programmable pfc based hybrid rectifier for ultra clean power application". *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 4, pp. 959-966, Julho 2006.
- [15] L. C. G. Freitas; M. G. Simões; C. A. Canesin; L. C. de Freitas, "Performance evaluation of a novel hybrid multipulse rectifier for utility interface of Power electronics converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 3030-3041, Dezembro 2007.
- [16] J. O. Soares; C. A. Canesin; L. C. de Freitas; F. A. S. Gonçalves, "Retificador Trifásico Híbrido Operando com Controle Digital e Modulação por Histerese", in *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 13, nº 4, pp. 241-250, Novembro 2008.
- [17] D. A. Paice, *Power Electronic Converter Harmonic Multipulse Methods for Clean Power*, Wiley-IEEE Press, 1ª Edição, Nova York, 1995 ISBN 0-7803-1137-X.
- [18] B. Sing, B. N. Sing, A. Chandra et al., "A review of three-phase improved power quality AC-DC converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 3, pp. 641-660, Junho 2004.
- [19] S. Freeland, "I. Unified Analysis of Converters with Resonant Switches, II. Input-Current Shaping for Single-Phase Ac-Dc Power Converters", in *Tese de Doutorado - California Institute of Technology*, Capítulo 12, 1988,
- [20] R. W. Erickson and D. Maksimóvic, *Fundamentals of Power Electronics*, Springer Science+Business Media Inc., 2ª Edição, Bolder, 2001 ISBN 0-7923-7270-0.
- [21] O. García, J. A. Cobos, et. al., "Single Phase Power Factor Correction: A Survey", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, nº 3, pp. 749-755, Maio 2003.
- [22] A. Fratta, P. Guglielmi, F. Villata, A. Vagati, "Efficiency and cost-effectiveness of AC drives for electric vehicles improved by a novel, boost DC-DC conversion structure", in *Proc. of Power Electronics in Transportation*, pp. 11-19, Outubro 1998,
- [23] F. T. Wakabayashi e C. A. Canesin, "Retificador Pré-Regulador Boost com Elevados Fator de Potência e Rendimento, para Sistemas de Telecomunicações", *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 7, no. 1, pp. 71-78, Novembro 2002.
- [24] L. H. S. C. Barreto, J. B. Vieira Jr., E. A. A. Coelho, V. J. Farias, L. C. de Freitas, "The Bang-Bang Hysteresis Current Waveshaping Control Technique Used to Implement a High Power Factor Power Supply", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 1, pp. 160-168, Janeiro 2004.
- [25] L. C. de Freitas, et al. "A lossless Commutation PWM Boost Converter with Unity Power Factor Operation", in *Proc. of IEEE Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, vol. 1, pp. 329-334, 1995.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Gustavo Brito de Lima**, nascido em Ibiassucê (BA), em 1986, é graduado em Engenharia Elétrica com ênfase em Sistemas de Energia pela Universidade Federal de Uberlândia (UFU - FEELT). Atualmente é aluno de Mestrado vinculado ao Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP) da mesma universidade. Suas áreas de interesse incluem retificadores híbridos e técnicas de controle analógicas e digitais.

**Antonio de Pádua Finazzi**, nasceu em Moji-Mirim – SP, Brasil. Concluiu a graduação na Universidade Federal de Uberlândia (UFU) e o Mestrado na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). É professor e pesquisador do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso (UFMT) e aluno de doutorado da UFU vinculado ao Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência. Suas áreas de interesse são Eletrônica de Potência e Qualidade de Energia.

**Luiz Carlos de Freitas**, nascido em Monte Alegre (MG), em 1952, é engenheiro eletricista (1975) pela Universidade Federal de Uberlândia – Faculdade de Engenharia Elétrica (UFU-FEELT, Uberlândia (MG)) mestre (1985) e doutor (1992) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina – Instituto de Eletrônica de Potência (UFSC-INEP), Florianópolis (SC). Atualmente é professor adjunto efetivo da Faculdade de Engenharia Elétrica (FEELT) da UFU e membro do Núcleo de Eletrônica de Potência (NUPEP). Ele já publicou diversos artigos em áreas como conversores DC-DC, DC-AC e AC-DC com comutação suave e retificadores multipulsos. O professor Luiz Carlos publicou no PESC'92, no APEC'93, no PESC'93 e na IEEE Transactions on Power Electronics – jan/1995, a evolução de células de comutação suave que promovem a entrada e saída de condução de interruptores com tensão zero, as quais têm sido amplamente utilizadas em pesquisas relativas a Eletrônica de Potência desde então.

**João Batista Vieira Júnior**, possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia (1980), mestrado (1984) e doutorado (1991) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina. Atualmente é professor da Universidade Federal de Uberlândia e membro do Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP). Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica Industrial, atuando principalmente nos seguintes temas: alto fator de potência e conversores PWM.

**Ernane Antônio Alves Coelho**, nascido em Teófilo Otoni, Minas Gerais, em 1962, é engenheiro eletricista (1987) pela Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, mestre (1989) pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis e doutor (2000) pela Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte. Atualmente é professor titular do departamento de engenharia elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, Minas Gerais. Sua área

de atuação envolve inversores PWM, correção do fator de potência e novas tecnologias usando controle digital.

**Valdeir José Farias**, nasceu em Araguari, Minas Gerais, em 1947. Recebeu a graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia em 1975, o título de mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais em 1981 e o título de doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade de Campinas em 1989. Atualmente é professor titular do curso de Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Uberlândia. Ele tem mais de 250 artigos científicos publicados. Suas áreas de interesse são: Conversores com chaveamento suave e filtros ativos.

**Carlos Alberto Canesin**, nascido em Lavínia (SP), em 1961, é engenheiro eletricista (1984) pela Universidade Estadual Paulista – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira (UNESP-FEIS, Ilha Solteira (SP)), mestre (1990) e doutor (1996) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina – Instituto de Eletrônica de Potência (UFSC-INEP), Florianópolis (SC). Atualmente é professor titular efetivo do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da UNESP-FEIS. Foi editor geral da Revista Eletrônica de Potência (gestão 2003-2004) e presidente da SOBRAEP-Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (gestão 11/2004-10/2006), é editor associado da IEEE Transactions on Power Electronics. Suas áreas de interesse incluem técnicas de comutação não-dissipativa, conversores CC-CC, retificadores e inversores, fontes de alimentação chaveadas, reatores para iluminação e técnicas de correção ativa do fator de potência.

**Luiz Carlos Gomes de Freitas**, nascido em Uberlândia (MG), em 1976, é engenheiro eletricista (2001) e mestre (2003) pela Universidade Federal de Uberlândia – Faculdade de Engenharia Elétrica (UFU-FEELT). Atualmente é professor adjunto nível I da Faculdade de Engenharia Elétrica da UFU, e faz parte do Núcleo Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP) da mesma universidade. Sua área de atuação é eletrônica de potência e suas áreas de interesse incluem qualidade da energia elétrica, correção ativa do fator de potência, técnicas de comutação não dissipativa, conversores CC-CC e CA-CC, inversores, retificadores híbridos e técnicas de controle utilizando FPGA e DSP.