

# BOOST PFC SEM SENSOR DE CORRENTE UTILIZANDO TÉCNICA DE DESLOCAMENTO DE AMOSTRA DE TENSÃO

Leonardo T. Albuquerque<sup>1</sup>, Carlos E. A. Silva<sup>2</sup>, Demercil S. Oliveira Jr.<sup>3</sup>, Edilson Mineiro Sá Jr.<sup>4</sup>

<sup>1</sup>Instituto Federal do Ceará (IFCE), Campus Cedro, Cedro – CE, Brasil

<sup>2</sup>Universidade Federal do Ceará (UFC), Campus Sobral, Sobral – CE, Brasil

<sup>3</sup>Universidade Federal do Ceará (UFC), Departamento de Engenharia Elétrica (DEE), Fortaleza – CE, Brasil

<sup>4</sup>Instituto Federal do Ceará (IFCE), Campus Sobral, Sobral – CE, Brasil

e-mail: leonardotabosaufc@gmail.com, elmano@ufc.br, demercil@dee.ufc.br, edilson.mineiro@gmail.com

**Resumo** – Este trabalho apresenta uma técnica para correção de fator de potência com um conversor *Boost* monofásico sem utilização de sensor de corrente, implementada digitalmente. Esta técnica utiliza amostras da tensão de entrada deslocada no tempo como sinal modulador, o qual é utilizado para o acionamento do interruptor do pré-regulador. A técnica proposta se diferencia das demais pelo fato de não necessitar da malha de controle da corrente, de não utilizar sensor de corrente, de possibilitar a utilização de processadores com reduzida capacidade computacional, de não necessitar da utilização de *Phase Locked Loop* (PLL) e por poder ser aplicada a quaisquer formas de onda periódica à tensão de entrada. A fim de validar a técnica proposta foram realizadas simulações e coletados resultados experimentais a partir de um protótipo de escala reduzida, com o qual foram obtidos fatores de potência da ordem de 0,99, além de taxas de distorção harmônica dentro dos limites da Norma IEC 61000-3-2:2014.

**Palavras-Chave** – Controle Digital, Correção de Fator de Potência, Pré-regulador *Boost*, Sem Sensor de Corrente.

## CURRENT SENSORLESS BOOST PFC USING VOLTAGE SAMPLE DELAY TECHNIQUE

**Abstract** – This paper presents a power factor correction technique for single phase current sensorless Boost converter, digitally implemented. The technique is based on input voltage samples, used as modulating signal to generate the PWM pulses. The control of power flow is made by shifting the modulating signal, i.e. the input sampled voltage. The advantages of this technique are: the absence of the current control loop; no need of current sensor; use of processors with low computational capability; the Phase Locked Loop is not needed; efficiency for any input voltage waveform. In order to validate the proposed technique, simulations were performed and collected experimental results from a prototype on reduced scale, by which power factors were

obtained around 0.99, and harmonic distortion within the limits of IEC 61000-3-2:2014.

**Keywords** – Boost Converter, Current Sensorless, Digital Control, Power Factor Correction.

## NOMENCLATURA

$\omega$	Frequência angular fundamental da rede.
$V_{mk}$	Tensão máxima da $k$ -ésima harmônica.
$R$	Resistência emulada do conversor.
$\varphi_k$	Ângulo de fase da $k$ -ésima harmônica.
$L$	Indutância do conversor.
$P_{out}$	Potência de saída do conversor.
$V_{out}$	Tensão de saída do conversor.
$V_{out}^*$	Tensão de referência do controle de tensão
$Duty$	Razão cíclica do conversor
$f_s$	Frequência de chaveamento do conversor.
$\eta$	Rendimento do conversor.
$t_{delay}$	Tempo de deslocamento da amostra de tensão.

## I. INTRODUÇÃO

Com o crescimento da utilização da correção ativa do fator de potência (*Power Factor Correction* – PFC) o conversor *Boost* se sobressai atuando como pré-regulador [1]–[3], devido a sua simplicidade, eficiência e corrente de entrada com baixa distorção. O princípio de funcionamento do *Boost* PFC consiste em impor à corrente a mesma forma de onda e mesma fase da tensão de entrada.

Várias técnicas para PFC foram desenvolvidas. As técnicas de controle por histerese e por corrente média passaram a ser duas das mais utilizadas [4]. As duas são baseadas na utilização de uma amostra da tensão de entrada retificada como sinal de forma (*shape*) utilizado como sinal de referência para a corrente. A amplitude do sinal de *shape* é ajustada por um controlador PI responsável pelo controle da tensão CC de saída.

No controle por histerese o sinal de forma é utilizado para a obtenção da banda de histerese do modulador de histerese. Já no controle por corrente média o sinal de forma entra como sinal de referência para o controlador de corrente [4]. Estas duas técnicas são classificadas como controle direto, e se caracterizam pela imposição da forma de onda da corrente a partir de um sinal de forma tomado de uma amostra da tensão de entrada, exigindo, portanto, a utilização de um sensor de corrente para a leitura da corrente a ser controlada.

Artigo submetido em 27/05/2016. Primeira revisão em 22/08/2016. Aceito para publicação em 29/09/2016 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

As principais desvantagens do controle por histerese são a frequência de comutação variável e a necessidade de um sensor de corrente. Já o controle por corrente média exige a utilização de um controlador interno de corrente.

Uma nova perspectiva sobre a correção do fator de potência, enraizada no conceito de resistência emulada [5], resultou no desenvolvimento de técnicas de controle com frequência de comutação constante sem a necessidade de um compensador de corrente e sem a necessidade de amostrar a tensão de entrada. Partindo do princípio que a dinâmica do conversor operando com fator de potência unitário deve se aproximar do comportamento de uma carga puramente resistiva, surgiu uma nova classe de técnicas de controle para PFC denominada de controle indireto.

As duas principais propostas de controle indireto são o *One-Cycle-Control* [6], na qual o controle da tensão CC de saída do conversor é feito através da variação da inclinação da portadora do modulador, e o *Self Control* [7], no qual a portadora é fixa e o controle da tensão CC é feito através da amplitude do sinal modulador. Uma terceira técnica proposta em [8] uniu as vantagens do *One-Cycle-Control* e do *Self Control*, partindo dos fundamentos matemáticos descritos em [5]. Embora tenham eliminado a necessidade de uma malha de corrente e de um sensor de tensão, as técnicas de controle indireto [6]–[8] ainda apresentam a desvantagem da utilização de um sensor para a leitura da corrente de entrada.

Em outra linha de pesquisa a proposta foi eliminar a necessidade da malha de controle de corrente e a utilização de sensoriamento da corrente de entrada. O controle sem sensor de corrente foi feito com base apenas na tensão de entrada e na tensão de saída [9]–[17]. A maioria destas técnicas são implementadas em processadores digitais de sinais devido à necessidade de um elevado processamento matemático e da utilização de elevada quantidade de memória para processamento de dados. Além do elevado esforço computacional exigido, outra desvantagem das técnicas de controle sem sensor de corrente é o fato de sua fundamentação matemática considerar que a tensão de entrada é puramente senoidal e sem distorção harmônica, exigindo muitas vezes utilização de PLL (*Phase Locked Loop*) a fim de gerar os sinais de controle em sincronia com a tensão de entrada. Segundo [14] e [15], uma pequena distorção na tensão de entrada produz uma elevada deformação na corrente de entrada, prejudicando o fator de potência. A utilização de PLL exige certo tempo de sincronismo, retardando o início da operação com fator de potência unitário. Dessa forma, a técnica proposta possibilita maior velocidade de resposta por dispensar seu uso.

Este artigo propõe uma técnica de correção de fator de potência sem sensor de corrente e sem malha de corrente, baseada apenas no deslocamento temporal de uma amostra da tensão de entrada, qualquer que seja sua forma de onda. É dispensada a necessidade de um processador digital com elevada capacidade, por não necessitar do processamento matemático das técnicas citadas anteriormente. A técnica proposta neste trabalho, denominada de Controle Indireto por Deslocamento de Amostra de Tensão (CIDAT), garante a operação com elevado fator de potência mesmo que a forma de onda da tensão de entrada seja uma onda periódica não senoidal.

## II. TÉCNICA DE CONTROLE PROPOSTA

A estrutura do retificador *Boost* PFC pode ser representada por um circuito equivalente simplificado [7], [8], composto por um indutor  $L$  e uma fonte controlada  $v_s(t)$ , conforme ilustrado na Figura 1. Seja uma fonte de tensão de entrada  $v_{in}(t)$  representada por uma onda periódica composta não apenas por uma componente fundamental, mas com  $n$  componentes harmônicas. Considerando a operação com elevado fator de potência, a forma de onda da corrente no indutor  $i_L(t)$  deve seguir o mesmo formato da tensão de entrada, sendo sua amplitude dividida por  $R$ , que equivale à resistência emulada pelo conversor, de acordo com (1).

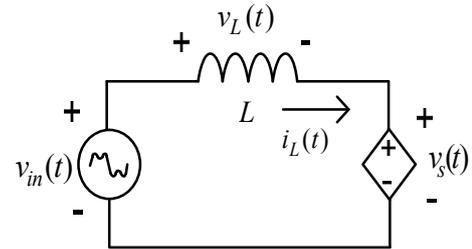


Fig. 1. Circuito equivalente do conversor *Boost* PFC para a técnica proposta.

$$i_L(t) = \frac{v_{in}(t)}{R} \quad (1)$$

É possível decompor a tensão e a corrente de entrada como a soma de  $n$  componentes harmônicas em função da frequência fundamental  $\omega$  dadas por (2) e (3), onde  $V_{mk}$  é a amplitude máxima e  $\varphi_k$  o ângulo de atraso da  $k$ -ésima componente harmônica.

$$v_{in}(t) = \sum_{k=1}^n [V_{mk} \text{sen}(k\omega t + \varphi_k)] \quad (2)$$

$$i_L(t) = \sum_{k=1}^n \left[ \frac{V_{mk}}{R} \text{sen}(k\omega t + \varphi_k) \right] \quad (3)$$

Analisando a malha de tensão da Figura 1,  $v_s(t)$  pode ser expressa por:

$$v_s(t) = v_{in}(t) - v_L(t). \quad (4)$$

Seja a tensão no indutor  $v_L(t)$  dada por:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}. \quad (5)$$

Aplicando (3) em (5), a tensão no indutor pode ser escrita como uma soma de  $n$  componentes cossenoidais, dada por:

$$v_L(t) = \sum_{k=1}^n \left[ \frac{kL\omega V_{mk}}{R} \cos(k\omega t + \varphi_k) \right]. \quad (6)$$

Substituindo (2) e (6) em (4), esta equação pode ser reescrita como:

$$v_s(t) = \sum_{k=1}^n \left[ V_{mk} \text{sen}(k\omega t + \varphi_k) - \frac{kL\omega V_{mk}}{R} \text{cos}(k\omega t + \varphi_k) \right]. \quad (7)$$

A soma de senos e cossenos de mesma frequência pode ser simplificada por uma senoide com certo ângulo de atraso da senoide original. Aplicando a propriedade definida por (8), cada termo de (7) pode ser representado por uma onda senoidal na  $k$ -ésima frequência defasada de um determinado ângulo e com um determinado valor de pico, de acordo com (9).

$$A_k \text{sen}(k\omega t) + B_k \text{cos}(k\omega t) = \sqrt{A_k^2 + B_k^2} \text{sen} \left( k\omega t + \text{arctg} \left( \frac{A_k}{B_k} \right) \right) \quad (8)$$

$$v_s(t) = \sum_{k=1}^n \left[ \sqrt{V_{mk}^2 + \left( \frac{kL\omega V_{mk}}{R} \right)^2} \text{sen} \left[ k\omega t + \varphi_k + \text{arctg} \left( -\frac{kL\omega}{R} \right) \right] \right] \quad (9)$$

Em (9) há duas aproximações possíveis que simplificam a expressão. Considerando que a corrente de entrada não deve possuir componentes harmônicas de ordens elevadas, é possível assumir que  $k$  não assumirá valores elevados. Dessa forma é possível aplicar a seguinte relação:

$$\frac{kL\omega}{R} \ll 1. \quad (10)$$

A segunda consideração a ser feita pode ser aplicada quando o ângulo de defasagem de (9) for pequeno, considerando que  $k$  não assumirá valores elevados, podendo ser aproximado por:

$$\text{arctg} \left( -\frac{kL\omega}{R} \right) \cong k \cdot \text{arctg} \left( -\frac{L\omega}{R} \right). \quad (11)$$

O ângulo do segundo termo da igualdade de (11) referente ao ângulo de carga será denominado  $\theta$ , dado por:

$$\theta = \text{arctg} \left( \frac{L\omega}{R} \right). \quad (12)$$

Portanto, aplicando (10) e (12) em (9), esta pode ser simplificada da seguinte maneira:

$$v_s(t) = \sum_{k=1}^n V_{mk} \text{sen}[k(\omega t - \theta) + \varphi_k]. \quad (13)$$

A resistência emulada  $R$  pode ser representada em termos da tensão eficaz de entrada  $V_{rms}$ , da potência de saída,  $P_{out}$ , e do rendimento do conversor,  $\eta$ . Dessa forma,  $R$  pode ser dado por:

$$R = \frac{\eta V_{rms}^2}{P_{out}}. \quad (14)$$

Aplicando (14) em (12), o ângulo de carga  $\theta$  pode ser expresso em termos de  $P_{out}$  e  $V_{rms}$ , de acordo com:

$$\theta = \text{arctg} \left( \frac{L\omega P_{out}}{\eta V_{rms}^2} \right). \quad (15)$$

Comparando (2) com (13), (13) define a fonte controlada  $v_s(t)$  que pode ser representada como uma forma de onda idêntica à da tensão de entrada (2), porém atrasada no tempo por um ângulo  $\theta$  rad:

$$v_s(t) = v_{in} \left( t - \frac{\theta}{\omega} \right). \quad (16)$$

O termo  $\frac{\theta}{\omega}$  é o equivalente ao tempo de atraso da amostra de tensão, e será representado por  $t_{delay}$ . A equação (16) pode então ser representada por:

$$v_s(t) = v_{in}(t - t_{delay}). \quad (17)$$

Fica, portanto, demonstrado que a operação com elevado fator de potência será garantida pelo simples deslocamento da forma de onda da tensão de entrada, considerando as condições definidas em (10) e (11).

A fonte controlada  $v_s(t)$  depende da razão cíclica para o acionamento do interruptor do conversor. De acordo com [14], [15], o padrão da razão cíclica  $Duty(t)$  é dado por:

$$Duty(t) = 1 - \frac{|v_s(t)|}{v_{out}}. \quad (18)$$

Aplicando (17) em (18), é possível representar o sinal modulador  $Duty(t)$  com base apenas na tensão retificada de entrada e na tensão de saída, conforme:

$$Duty(t) = 1 - \frac{|v_{in}(t - t_{delay})|}{v_{out}}. \quad (19)$$

Em (19) está representado o fundamento da técnica CIDAT, demonstrando que a simples aplicação do padrão de razão cíclica a partir do deslocamento temporal da tensão de entrada garante a operação do conversor com elevado fator de potência.

A fim de exemplificar graficamente o princípio matemático demonstrado, a Figura 2 mostra um exemplo de forma de onda para a tensão de entrada, juntamente com a tensão controlada dada por (17).

A Figura 3 representa o sinal modulador da razão cíclica para a mesma forma de onda exemplificada na Figura 2.

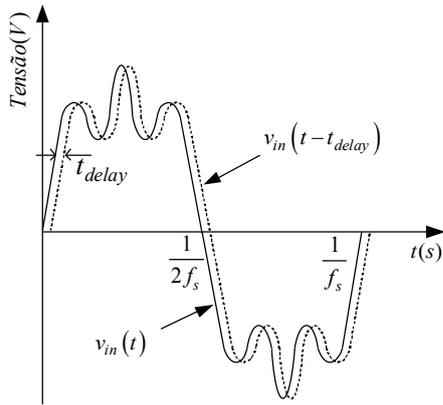


Fig. 2. Exemplo de forma de onda da tensão controlada  $v_s(t)$  comparada com a tensão de entrada  $v_{in}(t)$  a fim de produzir uma corrente de entrada à imagem da tensão.

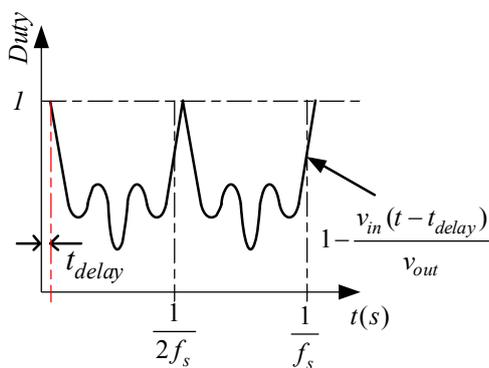


Fig. 3. Representação gráfica de (19).

#### A. Circuito Básico para Validação da Técnica CIDAT

A fim de demonstrar o funcionamento do CIDAT, seja o conversor *Boost* PFC da Figura 4 formado por uma ponte retificadora não controlada e um pré-regulador *Boost*. O sistema de controle é feito digitalmente por meio de um microcontrolador de baixo custo, bastando que disponha de pelo menos dois canais ADC (*Analog-to-Digital Converter*) e de um periférico PWM (*Pulse Width Modulation*). A tensão de entrada  $v_{in}(t)$  é uma função periódica qualquer, senoidal ou não. Inicialmente a tensão retificada  $|v_{in}(t)|$  e a tensão de saída  $V_{out}$  são medidas pelo microcontrolador a partir de divisores resistivos  $1/K_i$  e  $1/K_o$ , a fim de garantir que os valores de tensão medidos estejam dentro do valor de tensão máximo suportado pelo ADC.

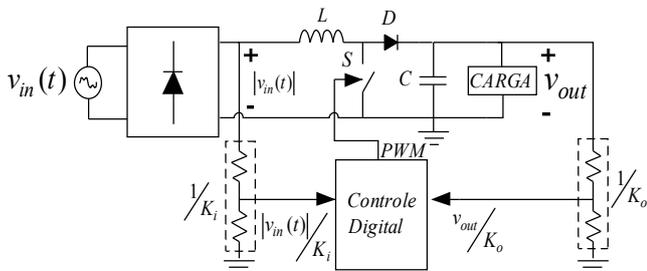


Fig. 4. *Boost* PFC com CIDAT.

Seja a forma de onda da tensão de entrada retificada  $|v_{in}(t)|$ , atenuada pelo valor da tensão de saída  $v_{out}$ ,

conforme mostra a Figura 5. Atrasando a forma de onda  $|v_{in}(t)|/v_{out}$  em um tempo  $t_{delay}$ , equivalente a um ângulo de carga definido como  $\theta$  rad, e aplicando esta tensão como o sinal complementar do modulador PWM, é garantida a operação com elevado fator de potência.

Visto que a técnica CIDAT é aplicada digitalmente, a tensão deslocada no tempo deve ser amostrada pelo ADC em cada ciclo do programa. Assim, ela terá um padrão discreto. Esta consideração implica que a única limitação desta técnica é que  $t_{delay}$  possui um valor mínimo equivalente ao tempo gasto para a execução de um ciclo do algoritmo do microcontrolador. Quando o conversor opera com cargas extremamente leves, sem que isso tenha sido devidamente considerado no projeto, a corrente de entrada começa a operar com deformações na passagem pelo zero, causando uma leve redução no fator de potência.

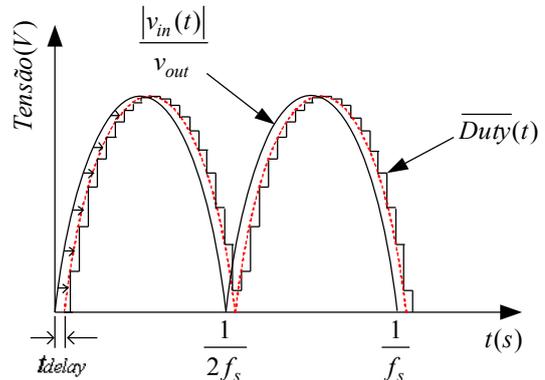


Fig. 5. Princípio de operação do deslocamento temporal de amostra de tensão.

#### B. Operação do CIDAT em Malha Fechada

O algoritmo de controle é simples, e não exige grande capacidade de processamento, o que implica a possibilidade de utilização de microcontroladores de baixo custo.

A lógica básica do programa consiste na seguinte ordem: Primeiro é lido o valor da tensão de entrada, o qual é dividido pelo valor da tensão de saída; Este valor fica armazenado na memória; Depois de passado um tempo igual a  $t_{delay}$ , o complementar deste valor armazenado na memória é aplicado ao registrador PWM do controlador; O programa retorna para o primeiro passo.

O valor de  $t_{delay}$  é o resultado do amplificador de erro da tensão de saída, quando o sistema opera em malha fechada. O bloco interno equivalente ao microcontrolador está representado pelo diagrama da Figura 6.

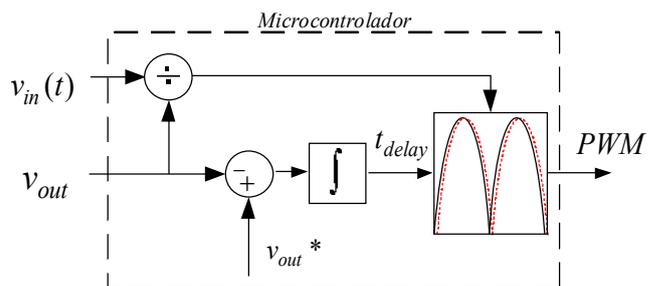


Fig. 6. Representação do CIDAT em diagrama de blocos para operação em malha fechada.

### III. RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Com o objetivo de comprovar o princípio da técnica CIDAT demonstrada até este ponto, várias simulações foram realizadas utilizando o software PSim<sup>®</sup>. As simulações a seguir estão divididas em quatro situações. Primeiramente considerou-se a condição em que a tensão de entrada assuma uma forma puramente senoidal, sem injeção de harmônicos. Posteriormente, com o intuito de comprovar que a técnica se aplica a tensões com componentes harmônicas, foram inseridas harmônicas de ordem 3 e de ordem 5 com taxas de distorção harmônica de tensão (TDHv) iguais a 16%. Por último é aplicada uma variação de carga ao sistema em malha fechada a fim de analisar a resposta da tensão CC de saída e da corrente de entrada.

Os parâmetros do conversor utilizado nas simulações são os mesmos do protótipo montado e apresentados nos resultados experimentais, registrados na Tabela I.

A Figura 7 mostra a forma de onda da tensão e da corrente de entrada para uma tensão puramente senoidal, cujo fator de potência obtido é de 0,998.

Uma das vantagens propostas pela técnica apresentada em comparação com as técnicas tradicionais sem sensoriamento de corrente [14]–[17] é a garantia da operação com elevado fator de potência para tensões não senoidais. A fim de demonstrar esta afirmação, as Figuras 8 e 9 mostram a resposta das duas técnicas, tradicional e CIDAT, quando a tensão de entrada está sujeita à injeção de harmônicas de ordem 3, com amplitude de 25 V. O fator de potência obtidos nas Figuras 8 e 9 foram 0,82 e 0,997 respectivamente.

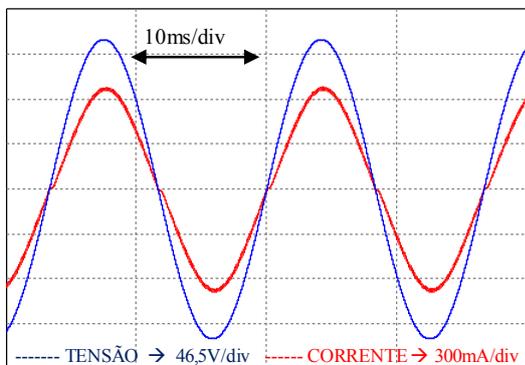


Fig. 7. Tensão e corrente de entrada considerando tensão sem distorção harmônica.

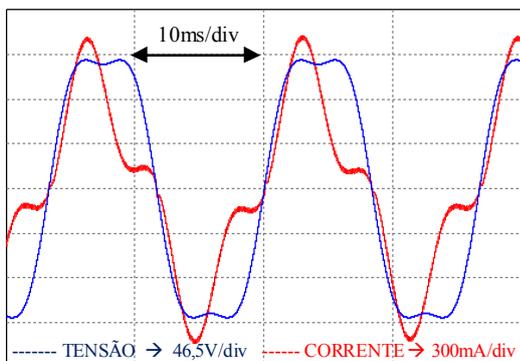


Fig. 8. Tensão e corrente de entrada considerando tensão com injeção de 3ª harmônica aplicando a técnica clássica sem sensor de corrente.

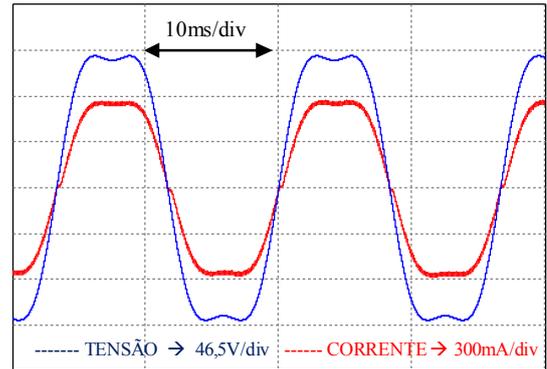


Fig. 9. Tensão e corrente de entrada considerando tensão com injeção de 3ª harmônica aplicando a técnica CIDAT.

A Figura 10 apresenta a resposta da técnica quando a tensão de entrada é submetida a uma distorção de 16% devido à harmônica de ordem 5, com amplitude de 25 V, demonstrando que a corrente segue o formato da tensão de entrada, seja ela senoidal ou não, como proposto pela técnica.

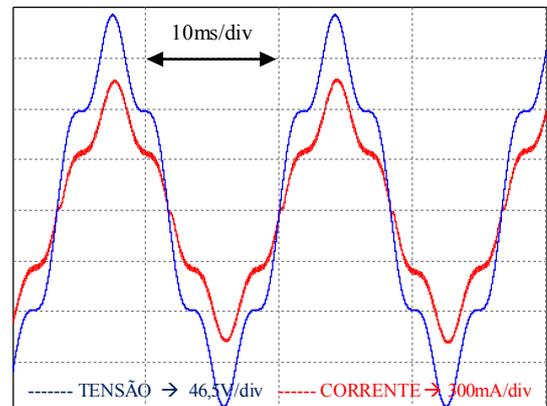


Fig. 10. Tensão e corrente de entrada considerando tensão com injeção de 5ª harmônica.

A operação do sistema em malha fechada, bem como a regulação da tensão CC de saída estão ilustrados na Figura 11, quando ao sistema é aplicada uma variação de carga para 50% da carga nominal.

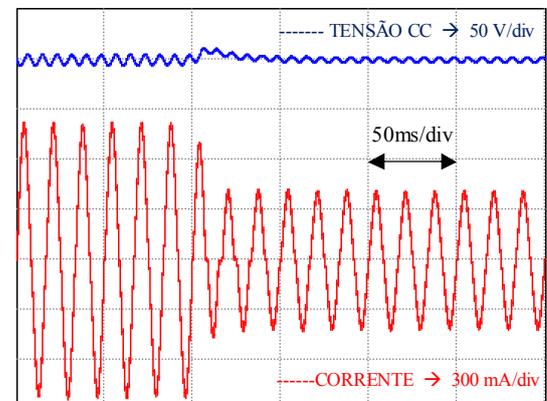


Fig. 11. Tensão CC e corrente de entrada aplicando variação de carga.

#### IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A fim de validar experimentalmente a estratégia proposta, foi construído um conversor *Boost* monofásico operando em malha fechada, aplicando a técnica de controle CIDAT por meio digital a partir de um microcontrolador PIC. A Figura 12 mostra o protótipo montado. Como carga do conversor foi utilizado um banco de resistência variável.

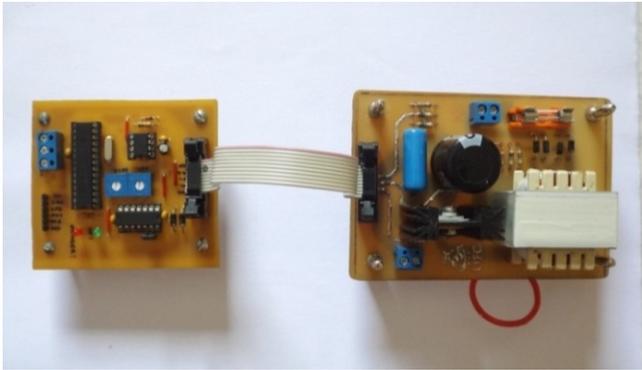


Fig. 12. Protótipo do conversor *Boost* PFC CIDAT.

As características do protótipo, incluindo as especificações de projeto e os componentes utilizados estão descritas na Tabela I.

**TABELA I**  
**Dados do Protótipo**

Tensão de Entrada	110 V
Tensão de Saída	200 V
Potência Nominal	50 W
Resistência de Carga	800 $\Omega$
Frequência de Operação	23,5 kHz
Indutor de Filtro	85 mH
Capacitor de Saída	EPCOS B43502 68 $\mu$ F
Diodo Retificador	1N4004
Diodo de Saída	CREE C3D04060
Mosfet	IRFB9N60A
Microcontrolador	PIC18F2550
Driver	IR4427

Para validar a proposta, a análise dos resultados experimentais foi dividida em quatro partes. É considerada primeiramente a tensão fundamental. Em seguida é inserida 3ª harmônica de tensão com TDHv de 16%, seguida pela 5ª harmônica, com TDHv de 16%. Por fim é analisada a resposta do sistema em malha fechada quando submetido a perturbações na carga.

As formas de onda foram coletadas com o osciloscópio *TDS 3014C Tektronix*®. Para gerar as diversas formas de onda da tensão utilizou-se uma fonte *FCAT 4500-38-15 Supplier*®. O fator de potência e as taxas de distorções harmônicas foram obtidos utilizando-se o analisador de energia *ET-5060C Minipa*®.

##### A. Tensão sem Deformação

A Figura 13 mostra as formas de onda de tensão e corrente de entrada quando o conversor opera em condições nominais e com tensão de entrada puramente senoidal.

A Figura 14 mostra a distribuição do espectro de frequência da corrente de entrada comparada com os limites individuais de harmônicos de corrente segundo a Norma IEC 61000-3-2. Os valores de fator de potência e TDH da corrente obtidos para uma tensão de entrada puramente senoidal são de 0,992 e 4,9% respectivamente.

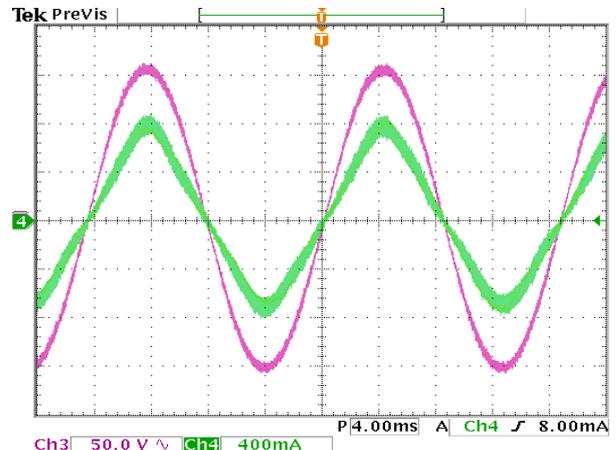


Fig. 13. Tensão (Ch3) e corrente (Ch4) com tensão sem distorção harmônica.

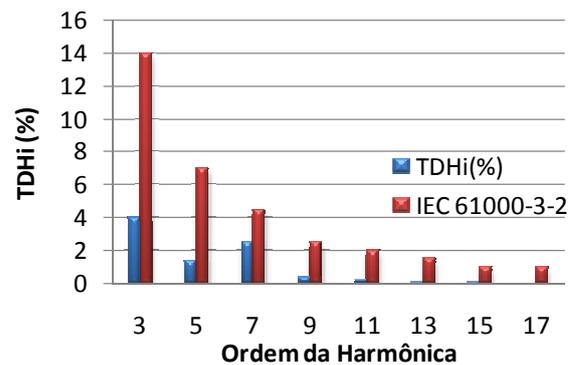


Fig. 14. Comparação entre o espectro de frequência da corrente e os limites da Norma IEC 61000-3-2 para tensão sem distorção.

##### B. Tensão com 3ª Harmônica

A Figura 15 mostra as formas de onda de tensão e corrente de entrada quando a tensão é submetida à deformação por inserção de 3ª harmônica, com amplitude de 25 V.

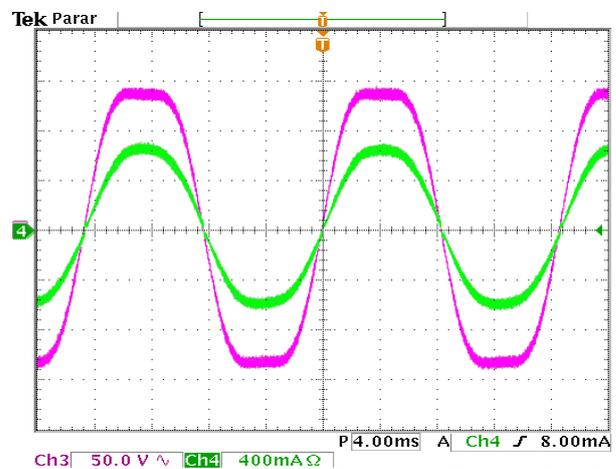


Fig. 15. Tensão (Ch3) e corrente (Ch4) com distorção harmônica de tensão.

A Figura 16 mostra a distribuição do espectro de frequência da corrente de entrada para a condição em que componente de 3ª harmônica é inserido à tensão de entrada. Os valores de fator de potência e TDH da corrente obtidos são de 0,998 e 10,3% respectivamente.

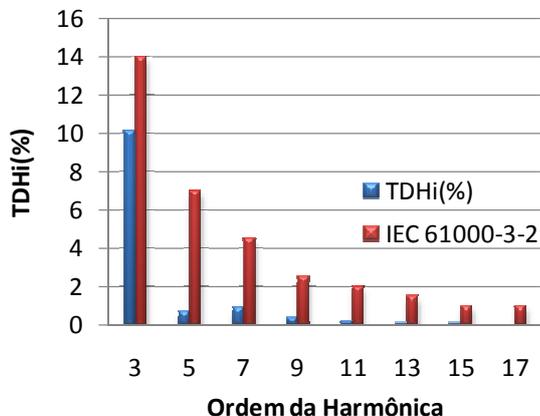


Fig. 16. Comparação entre o espectro de frequência da corrente e os limites da Norma IEC 61000-3-2 para tensão com distorção por 3ª harmônica.

### C. Tensão com 5ª Harmônica

Com o objetivo de verificar que a técnica se aplica a qualquer forma de onda periódica, a tensão de entrada foi submetida à aplicação de uma forte deformação causada por injeção de 5ª harmônica, com amplitude de 25 V. A resposta está representada pela Figura 17. Os valores de fator de potência e TDH da corrente obtidos são de 0,993 e 13,3% respectivamente.

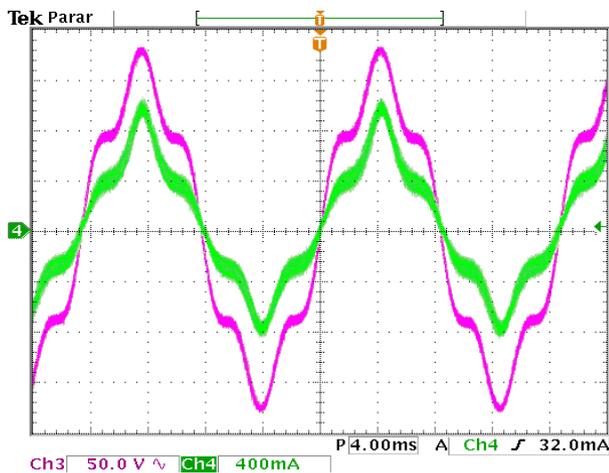


Fig. 17. Tensão (Ch3) e corrente (Ch4) com inserção de 5ª harmônica de tensão.

A operação do sistema em malha fechada, bem como a regulação da tensão CC de saída estão ilustrados na Figura 18, quando aplicada uma variação de carga para 50% da carga nominal.

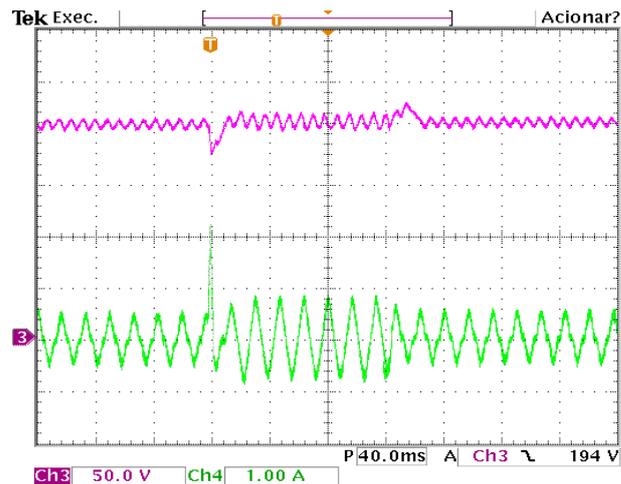


Fig. 18. Tensão CC (Ch3) e corrente (Ch4) aplicando variações de carga.

## V. CONCLUSÕES

A partir dos resultados apresentados neste artigo, algumas conclusões quanto à técnica de CIDAT proposta devem ser destacadas. A técnica proposta, implementada digitalmente, não exige grande capacidade computacional, possibilitando a utilização de um microcontrolador de baixo custo. A técnica dispensa a utilização de sensores de corrente e malha interna de controle de corrente, o que reduz o custo e a complexidade do circuito de controle. Também ficou evidenciada a eficácia da técnica na correção do fator de potência, não apenas para formas de onda puramente senoidais, mas igualmente eficaz para quaisquer formas de onda periódicas que sejam aplicadas à entrada do conversor. A técnica CIDAT apresentou fator de potência da ordem de 0,99, mesmo quando a tensão fica submetida a distorções, enquanto as simulações com as técnicas tradicionais indicaram um fator de potência da ordem de 0,82 para as mesmas condições aplicadas à técnica CIDAT.

## REFERÊNCIAS

- [1] F. T. Wakabayashi; C. A. Canesin, "Retificador Pré-regulador Boost Com Elevados Fator De Potência e Rendimento, Para Sistemas De Telecomunicações", *Eletrônica de Potência*, Vol. 7, nº1, pp. 71-78, Nov. 2002.
- [2] W. M. P. Filho; A. J. Perin, "Uma Nova Abordagem Do Controle De Corrente Do Conversor Boost Aplicado Para a Correção Do Fator De Potência", *Eletrônica de Potência*, Vol. 5, nº2, pp.17-24, Nov. 2000.
- [3] Y. Chen, W. Dai, "Classification and Comparison of BPFC Techniques: A Review" *Przeglad Elektrotechniczny*, R. 89 NR 2a, pp. 179-186, 2013.
- [4] L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti, "Control Techniques for Power Factor Correction Converters", in *Proc. of Power Electronics, Motion Control (PEMC)*, pp. 1310-1318, 1994.
- [5] S. Ben-Yaakov, I. Zeltser, "The dynamics of a PWM boost converter with resistive input", *IEEE*

- Transactions on Industrial Electronics*, vol.46, no.3, pp.613-619, Jun 1999.
- [6] Zheren Lai, K. M. Smedley, "A family of continuous-conduction-mode power factor correction controllers based on the general pulse width modulator", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.13, no.3, pp.501-510, Maio 1998.
- [7] D. Borgonovo, J. P. Remor, I. Barbi, A. J. Perin, , "A Self-Controlled Power Factor Correction Single-Phase Boost Pre-Regulator", in *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference (PESC '05)*, pp.2351-2357, 2005.
- [8] C. E. A. Silva, D. S. Oliveira Jr., H. M. de Oliveira Filho, L. H. S. C. Barreto, F. L. M. Antunes, "A three-phase rectifier for WECS with indirect current control", *Eletrônica de Potência*, v. 16, no.1, p. 28-36, fevereiro 2011.
- [9] S. Sivakumar, K. Natarajan, and R. Gudelewicz, "Control of power factor correcting boost converter without instantaneous measurement of input current," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 4, pp. 435–445, Jul. 1995.
- [10] T. Ohnishi, M. Hojo. "DC Voltage and Current Sensorless Single Phase PFC Converter" in *IEEE Power Elect. Special. Conference*, vol. 3, pp. 1137 – 1142, 2002.
- [11] A. Sanchez, A. d. Castro, V. M. Lopez, F. J. Azcondo, and J. Garrido, "Single ADC digital PFC controller using precalculated duty cycles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 996–1005, fevereiro 2014.
- [12] V. M. Lopez, F. J. Azcondo, A. de Castro, R. Zane, "Universal Digital Controller for Boost CCM Power Factor Correction Stages Based on Current Rebuilding Concept" *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 7, pp. 3818-3829, Jul. 2014.
- [13] A. P. Finazzi, L. C. G. Freitas, J. B. Vieira Jr, E. A. A. Coelho, L. C. de Freitas, "Proposta de Controle Pré-Programado Aplicado ao Conversor Boost PFC sem Sensor de Corrente" *Eletrônica de Potência*, v. 15, n.3, p. 150-157, jun/ago. 2010.
- [14] H. C. Chen, "Duty phase control for single-phase boost-type SMR," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 1927–1934, Jul. 2008.
- [15] H. C. Chen, "Single-Loop Current Sensorless Control for Single-Phase Boost-Type SMR" *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, no. 1, pp. 163-171, Jan. 2009.
- [16] H. C. Chen, Z.-H. Wu and J.-Y. Liao "Modeling and small-signal analysis of a switch-mode rectifier with single-loop current sensorless control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 1, pp.75 -84, Jan. 2010.
- [17] H. C. Chen, C. -C. Chung, J. -Y. Liao, S. -Y. Yu, "Input Current Control for Bridgeless PFC Converter without Sensing Current" in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1821-1826, 2014.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Leonardo Tabosa Albuquerque**, nasceu em Coreaú, Ceará, Brasil, em 1991. Recebeu o grau de Bacharel em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará, Sobral, Brasil, em 2014. Atualmente é Professor do Instituto Federal do Ceará, Cedro, Brasil. Suas áreas de interesse incluem retificação com elevado fator de potência, microcontroladores e energias renováveis. Ele é membro da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP).

**Carlos Elmano de Alencar e Silva**, nasceu em Fortaleza, Ceará, Brasil, em 1981. Recebeu os graus de Bacharel, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará, Brasil, em 2004, 2007 e 2012, respectivamente. Atualmente é Professor Adjunto do curso de Engenharia da Computação da Universidade Federal do Ceará, Sobral, Brasil. Suas áreas de interesse incluem retificação com elevado fator de potência e interligação de fontes complementares de energia à rede elétrica convencional.

**Demercil S. Oliveira Jr.**, nasceu em Santos, São Paulo, Brasil, em 1974. Recebeu os graus de Bacharel e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia, Brasil, em 1999 e 2001, respectivamente, e o grau de Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil, em 2004. Atualmente é pesquisador no Grupo de Processamento de Energia e Controle na Universidade Federal do Ceará. Suas áreas de interesse incluem conversão cc-cc e aplicações de energias renováveis. Ele é membro da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP).

**Edilson Mineiro Sá Jr.**, recebeu o título de Bacharel e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará, Brasil, em 1999 e 2004, respectivamente, e o grau de Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil, em 2010. Atualmente é Professor do Instituto Federal do Ceará, Sobral, onde coordena o Laboratório de Eletrônica. Suas áreas de interesse são: Reatores eletrônicos, microcontroladores, LED, PFC e sistemas Fotovoltaicos. Ele é membro da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP).