

# CONTROLE ADAPTATIVO BASEADO EM PASSIVIDADE APLICADO A CONVERSORES ESTÁTICOS OPERANDO COMO CORRETORES DE FATOR DE POTÊNCIA

Eduardo A. Oliveira, Lenin M. F. Morais, Seleme I. Seleme Jr., Pedro F. Donoso-Garcia,  
Porfírio C. Cortizo, Marcos A. S. Mendes  
Universidade Federal de Minas Gerais  
CEP 31270-010, Av. Presidente Antônio Carlos, 6627. Belo Horizonte, MG.  
Brasil.

eao@ufmg.br, lenin@cpdee.ufmg.br, seleme@cpdee.ufmg.br, pedro@cpdee.ufmg.br,  
porfírio@cpdee.ufmg.br, marcoass@cpdee.ufmg.br

**Resumo** - Neste artigo é discutido o uso da técnica de controle baseado em passividade aplicada a conversores estáticos do tipo abaixador de tensão (*buck*) e elevadores de tensão (*boost*) operando como corretores ativos de fator de potência (CFP). É proposta uma modelagem do tipo Euler-Lagrange do conversor e, a partir deste modelo, a definição das técnicas de controle por passividade direta (pela tensão no capacitor) e indireta (pela corrente no indutor) com o reconhecimento da impedância de uma carga resistiva por um método adaptativo. Por se tratar de uma técnica de controle não linear, não é necessário realizar a linearização no ponto de operação mais crítico, garantindo o funcionamento do CFP em toda a faixa de operação, atendendo os preceitos da resolução da ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica.

**Palavras-Chave** – Controle adaptativo, correção de fator de potência, passividade.

## PASSIVITY-BASED ADAPTIVE CONTROL APPLIED TO THE CONVERTERS OPERATING AS AN ACTIVE POWER FACTOR CORRECTOR

**Abstract** – A passivity based control scheme is applied to the *buck* and *boost* converters operating as an active power factor corrector. The converter is modeled via an Euler-Lagrange (energy) approach and two control laws are derived from this non linear model: a direct control (using the voltage in the capacitor) and an indirect control (via the current in the inductance current). The resistive load impedance is estimated using an adaptive approach. There is no need to consider the small signal condition as in the case of linearized models. The control laws satisfy a wide range of operation of the converter within specification.

**Keywords** – Adaptive control, passivity, power factor correction.

Artigo submetido em 15 de maio de 2008; primeira revisão em 26 de agosto de 2008; segunda revisão em 11 de março de 2009. Recomendado para publicação pelos Editores da Seção Especial, João Carlos dos Santos Fagundes e Felix Alberto Farret.

## NOMENCLATURA

$z_1(I_L)$	Corrente no indutor do conversor.
$z_2(V_o)$	Tensão no capacitor do conversor.
$V_d$	Tensão de saída desejada no conversor.
$z_{1d}$	Corrente desejada no indutor do conversor.
$z_{2d}$	Referência de tensão gerada pelo controlador.
$G$	Módulo da impedância de carga.
$\mu$	Razão cíclica.
$E$	Tensão senoidal retificada.
$G_2$	Parâmetro do controlador para o modo direto.
$R_1$	Parâmetro do controlador para o modo indireto.

## I. INTRODUÇÃO

Pode-se definir a eficiência energética como a otimização que se pode fazer no consumo de energia. A eficiência energética pressupõe a implementação de estratégias, de controle e de medidas para combater o desperdício de energia elétrica ao longo do processo de transformação: desde a geração até a sua utilização.

Diversos equipamentos em instalações industriais podem levar à degradação do fator de potência da tensão da rede, como motores e transformadores operando a vazio ou com baixa carga, motores de baixa potência [1], reatores de lâmpadas de alta intensidade de descarga [2], dentre outros.

Um sistema que possui um baixo fator de potência traz conseqüências negativas, tais como: solicitação de corrente maior para alimentar carga com a mesma potência ativa; aumento das perdas por efeito Joule nos cabos e linhas de transmissão; aumento das quedas de tensão; flutuações nos sistemas de distribuição e sobrecarga nos equipamentos [3], ou seja, o uso da energia de forma ineficiente.

A legislação brasileira estabelece que o fator de potência de referência, “fr”, indutivo ou capacitivo, terá como limite mínimo permitido, para as instalações elétricas das unidades consumidoras, o valor  $fr = 0,92$  [4]. O fator de potência nestas instalações será verificado de forma obrigatória no Grupo “A” (tensões superiores a 2,3 kV, em geral) e facultativa no Grupo “B” (tensões inferiores a 2,3 kV, em geral). Fatores de potência abaixo de 0,92 terão os reativos excedentes tarifados.

Uma forma possível de tornar o fator de potência próximo de unitário é por meio de um circuito de correção de fator de

potência ativo na saída do estágio de retificação. Conversor do tipo *buck* e do tipo *boost* podem ser utilizados com esta função.

Para o controle de conversores operando como corretor de fator de potência (CFP) o que comumente se aplica são técnicas convencionais, baseadas principalmente na linearização da dinâmica na condição crítica de operação e uso de controladores PID (Proporcional-Integral-Derivativo) ou controle por avanço-atraso. Como muitos conversores são sistemas de fase não mínima, controladores baseados em técnicas lineares são muitas vezes de difícil ajuste para obtenção de um desempenho robusto, especialmente sob condição de grandes mudanças na referência e distúrbios na operação do circuito que modificam o ponto de operação. Uma das maiores vantagens de usar a modelagem Euler-Lagrange é a visualização física da estrutura, possibilitando incluir fenômenos e características não lineares. Desta forma, a incorporação de técnicas não lineares no projeto do controlador pode ser benéfica [5]

O controle baseado em passividade fundamenta-se nos conceitos de energia e consiste em encontrar, para um sistema dinâmico, uma relação onde a planta armazene menos energia do que absorve através da sua interconexão com o controlador [6].

A técnica de passividade aplicada a conversores estáticos já foi abordada em literatura por diferentes autores: Sanders e Verghese [7] propuseram a determinação da ação de controle a partir dos conceitos de passividade aplicados à função de energia. Leyva et al [8] acrescentaram ao trabalho de Sanders o uso de integração para eliminar erros em regime permanente, com análise para variações em grandes sinais. Finalmente, Sira-Ramirez apresentou trabalhos ([9]-[11]) onde descreveu os conversores como sistemas Euler-Lagrange e aplicou conceitos de controle baseado em passividade. Escobar e Sira-Ramirez [12] apresentaram resultados teóricos de um *boost* CFP com controle em modos deslizantes baseado em passividade.

Este artigo analisa o controle baseado em passividade aplicado ao controle de conversores estáticos do tipo abaixador de tensão (*buck*) e elevadores de tensão (*boost*), operando na correção de fator de potência. São discutidas duas formas distintas de inserção da técnica neste tipo conversor: controle direto da tensão de saída e controle indireto da tensão via corrente no indutor.

Na Seção II é apresentada uma breve revisão sobre os principais conceitos de passividade. Na Seção III, são descritas as técnicas de controle implementadas para o *buck* CFP e apresentadas as leis de controle para este e para o *boost* CFP. Na Seção IV é realizada uma comparação entre os resultados de simulação e resultados experimentais, com a devida discussão. Finalmente, na Seção V é apresentada a conclusão do trabalho.

## II. PASSIVIDADE

A aplicação dos conceitos de passividade implica a existência de três funções de energia [13]:

- Função de armazenamento, que representa a energia armazenada no sistema. No caso de circuitos elétricos, esta energia está associada a capacitores e indutores;

- Função de fornecimento, que é a energia externa recebida pelo sistema. Para circuitos elétricos, está associada a fontes de tensão e de corrente;
- Função de dissipação, que representa a energia total dissipada pelo sistema em um intervalo de tempo. Esta energia está associada a resistores, em circuitos elétrico.

Em Khalil [13], são apresentadas definições em torno da passividade de sistemas, como as que se seguem:

Considere um sistema representado por:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x, u) \\ y &= h(x, u)\end{aligned}\quad (1)$$

Onde  $f: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$  é localmente Lipschitz  $f(0,0)=0$  e  $h$  é contínuo  $h(0,0)=0$ . Este sistema é denominado passivo se existe uma função definida positiva simétrica (chamada função de armazenamento), tal que:

$$u^T y \geq \dot{V} = \frac{\partial V}{\partial z} f(z, u) \quad (2)$$

Outras definições para sistemas passivos:

- O sistema é sem perdas se  $u^T y = \dot{V}$ .
- O sistema é estritamente passivo com relação à entrada se  $u^T y \geq \dot{V} + u^T \phi(u)$  para alguma função  $\phi$  onde  $u^T \phi(u) > 0, \forall u \neq 0$ .
- O sistema é estritamente passivo com relação à saída se  $u^T y \geq \dot{V} + y^T \rho(u)$  para alguma função  $\rho$  onde  $y^T \rho(u) > 0, \forall y \neq 0$ .
- O sistema é estritamente passivo com relação ao estado se  $u^T y \geq \dot{V} + \psi(z)$  para alguma função definida positiva  $\psi$ .

Considere o mesmo sistema passivo representado por (1) e com uma função de armazenamento  $V$  tal que:

$$\frac{dV}{dt} \leq u^T y \quad (3)$$

Sabe-se que, se este sistema não é estritamente passivo com relação a sua saída, pode-se utilizar uma realimentação para levá-lo a esta condição.

Um circuito elétrico pode ser modelado a partir da equação diferencial não-linear de Euler-Lagrange [14]:

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial \ell}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial \ell}{\partial q} = - \frac{\partial N}{\partial \dot{q}} + F_q \quad (4)$$

Onde  $\dot{q}$  é o vetor fluxo de corrente,  $q$  é o vetor carga elétrica,  $N$  é o vetor com as funções de dissipação e  $F_q=(F_{q_1}, \dots, F_{q_n})$  representa o vetor com as componentes de força. A função  $\ell$  é o Lagrangiano do sistema e é definida como:

$$\ell(\dot{q}, q) = M(\dot{q}, q) - W(q) \quad (5)$$

O termo  $M$  representa a co-energia magnética no circuito (armazenada em indutores) e  $W$  é a energia de campo elétrico do circuito (armazenada em capacitores). Os termos  $(M, W, N, F)$  são os parâmetros Euler-Lagrange do sistema.

## III. CONTROLE BASEADO EM PASSIVIDADE

Baseado nos trabalhos de Sira-Ramirez *et al* [9]-[11] e Ortega *et al* [15], podemos propor a modelagem e a técnica

de controle baseado em passividade. O conversor *buck* da Figura 1 possui um modelo médio que pode ser representado matricialmente:

$$D_B \dot{z} + (J_B + R_B)z = \mu E_B$$

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}, \quad D_B = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}, \quad J_B = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$R_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix}, \quad E_B = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}$$

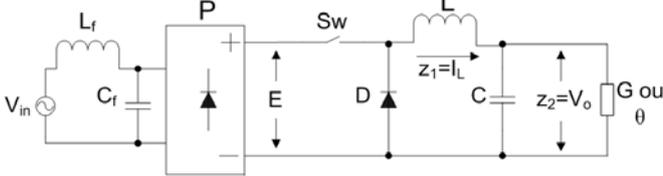


Fig. 1. Conversor *buck* aplicado à correção de fator de potência.

Onde  $z_1$  e  $z_2$  são as variáveis de estado do sistema e  $G=1/R$  para cargas resistivas.

Para que ocorra a correção do fator de potência é preciso que a corrente do indutor possua um comportamento similar ao da tensão de saída do retificador, que pode ser aproximada por:

$$E = |V_{in}| = \sum_{i=1,3,5,\dots}^{\infty} E_i |\text{sen}(120\pi \times i + \phi_i)|$$

$$E \approx E_1 |\text{sen}(120\pi + \phi_1)| \quad (7)$$

Para um conversor *buck* ideal, operando sem a correção de fator de potência, tem-se a corrente desejada dada por:

$$z_{1d} = GV_d \quad (8)$$

Considerando as variáveis de erro dadas por:

$$\tilde{z}_1(t) = z_1(t) - z_{1d}(t) \quad (9)$$

$$\tilde{z}_2(t) = z_2(t) - V_d$$

O vetor erro médio dinâmico é então dado por:

$$D_B \dot{\tilde{z}} + (J_B + R_B)\tilde{z} = \mu E_B - [D_B \dot{z}_d + (J_B + R_B)z_d] \quad (10)$$

O projeto de um controle baseado em passividade em circuitos de conversores estáticos consiste em manipular o fluxo de energia do sistema de modo a garantir o rastreamento de uma trajetória das variáveis de estado (tensão no capacitor e corrente no indutor) adicionando um amortecimento pré-definido ( $R_I$ ) [5]. No caso dos conversores *buck* e *boost*, o controle da tensão de saída pode ser feito diretamente, com a injeção do termo dissipativo em paralelo com o capacitor  $C$ , ou indiretamente, com a injeção da resistência em série com o indutor  $L$ .

#### A. Controle Direto ou Paralelo

Para realizar o controle direto da tensão de saída temos que inserir o termo dissipativo tal que:

$$R_{2B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G_2 \end{bmatrix} \quad G_2 > 0 \quad (11)$$

$$R_{Bd} \tilde{z} = (R_B + R_{2B})\tilde{z}$$

A restrição  $G_2$  é que seja estritamente positivo e sua inserção tem o efeito similar à de uma resistência em paralelo com o capacitor  $C$ . Desta forma, tem-se a equação de erro dinâmica dada por:

$$D_B \dot{\tilde{z}} + (J_B + R_B)\tilde{z} = \mu E_B - [D_B \dot{z}_d + (J_B + R_B)z_d - R_{2B}\tilde{z}] \quad (12)$$

O ajuste da energia, juntamente com o amortecimento proporcionado por  $G_2$ , pode ser obtido se fizermos:

$$\mu E_B - [D_B \dot{z}_d + (J_B + R_B)z_d - R_{2B}\tilde{z}] = 0 \quad (13)$$

Assim, o erro dinâmico pode ser estabilizado e poderá satisfazer:

$$D_B \dot{\tilde{z}} + (J_B + R_B)\tilde{z} = 0 \quad (14)$$

Pode-se propor uma equação para a energia desejada para o sistema, associada ao vetor de (14):

$$H_d = \frac{1}{2} \tilde{z}^T D_B \tilde{z} > 0 \quad \forall z \neq 0 \quad (15)$$

Faz-se (15) como uma função candidata de Lyapunov para a equação de erro dinâmico (14). A derivada no tempo de (15) ao longo de (14) resulta em uma constante  $\alpha$  estritamente positiva, tal que:

$$\dot{H}_d(t) = -\tilde{z}^T R_{Bd} \tilde{z} \leq -\alpha H_d(t) < 0 \quad \forall z \neq 0 \quad (16)$$

Com a condição acima satisfeita, podemos garantir que:

$$\mu E_B = D_B \dot{z}_d + (J_B + R_B)z_d - R_{2B}\tilde{z} \quad (17)$$

Explicitando os parâmetros, temos:

$$L\dot{z}_{1d} + z_{2d} = \mu E$$

$$C\dot{z}_{2d} - z_{1d} + Gz_{2d} - G_2(z_2 - V_d) = 0 \quad (18)$$

A partir de (18), pode-se obter a lei de controle baseado em passividade para um conversor *buck* com uma carga  $G$  conhecida e ajuste direto pela tensão de capacitor  $C$ :

$$\dot{z}_{2d} = \frac{z_{1d} - Gz_{2d} + G_2(z_2 - V_d)}{C} \quad (19)$$

$$\mu = \frac{L\dot{z}_{1d} + z_{2d}}{E} \quad (20)$$

#### B. Controle Indireto ou Série

A inserção do termo dissipativo para o controle indireto é dada por:

$$R_{1B} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad R_1 > 0 \quad (21)$$

$$R_{Bd} \tilde{z} = (R_B + R_{1B})\tilde{z}$$

Assim como  $G_2$ ,  $R_1$  deve ser estritamente positivo. A sua inserção tem o efeito similar ao de uma resistência em série com o indutor  $L$ . Seguindo o mesmo procedimento descrito para o método direto, podemos definir a lei de controle baseado em passividade para um conversor *buck* com uma carga  $G$  conhecida e ajuste indireto da tensão  $z_2$  pela corrente no indutor  $L$ :

$$\dot{z}_{2d} = \frac{z_{1d} - Gz_{2d}}{C} \quad (22)$$

$$\mu = \frac{L\dot{z}_{1d} + z_{2d} - R_1(z_1 - z_{1d})}{E} \quad (23)$$

### C. Controle Adaptativo

Quando a carga é desconhecida, porém constante, pode-se usar uma estratégia de controle adaptativo baseado em passividade conforme apresentado [10], onde a condutância desconhecida da carga é adaptada como:

$$\dot{\hat{\theta}} = -kz_{2d}(z_2 - z_{2d}) \quad k > 0 \quad (24)$$

Com  $\theta=G$  sendo a carga desconhecida e  $\hat{\theta}$  sendo a condutância estimada para a carga.

Desta forma, a técnica de controle direto para os conversores *buck* passa a ser representada:

$$\dot{z}_{2d} = \frac{z_{1d} - \hat{\theta}z_{2d} + G_2(z_2 - V_d)}{C} \quad (25)$$

$$\mu = \frac{L\dot{z}_{1d} + z_{2d} - R_1(z_1 - z_{1d})}{E} \quad (26)$$

Ao mesmo modo, a técnica de controle indireto pode ser representada para conversores *buck*:

$$\dot{z}_{2d} = \frac{z_{1d} - \hat{\theta}z_{2d}}{C} \quad (27)$$

$$\mu = \frac{L\dot{z}_{1d} + z_{2d} - R_1(z_1 - z_{1d})}{E} \quad (28)$$

A inclusão do termo adaptativo proporciona um novo parâmetro para ajuste dos controles:  $k$ .

Nos dois casos, o erro dinâmico do conversor *buck* é perturbado pelo erro de estimação da condutância da carga, sendo (12) reescrita como:

$$D_B\ddot{z} + (J_B + R_B)\dot{z} = \Psi \quad (29)$$

O termo de perturbação é dado por:

$$\Psi = \begin{bmatrix} 0 \\ z_{2d}\tilde{\theta} \end{bmatrix} \quad (30)$$

Onde:

$$\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta} \quad (31)$$

Respeitadas as seguintes restrições:  $E > z_{2d}(0) > 0$ ,  $\hat{\theta}(0) > 0$  e  $V_d > 0$ , com os parâmetros de controle  $R_1 > 0$  e  $G_2 > 0$ , o sistema dinâmico dado por (29)-(30), com as leis de controle dadas por (24) a (28), converge assintoticamente para o ponto de equilíbrio [10]:

$$(z_1, z_2, z_{2d}, \hat{\theta}) = (GV_d, V_d, V_d, G) \quad (32)$$

### D. Correção de Fator de Potência

Uma vez que a corrente  $z_1$  converge para o valor de  $z_{1d}$ , para sincronizar a corrente de entrada e a tensão de entrada, deve-se alterar a corrente desejada no indutor sem que isso represente alteração no fluxo de energia do sistema. Sendo:

$$\gamma = \frac{V_d}{E_1} \quad \lambda = \arcsen\left(\frac{V_d}{E_1}\right) \quad (33)$$

Temos:

$$\begin{aligned} z_{1d} &= 0 \\ (0 < \omega t + \phi < \lambda) \cup (\pi - \lambda < \omega t + \phi < \pi) \\ \text{ou } |V_{in}(t)| &< V_d \end{aligned} \quad (34)$$

$$z_{1d} = I_p \left[ \text{sen}(\omega_1 t + \phi) - \text{sen}(\lambda) \right]$$

$$\lambda \leq \omega t + \phi \leq \pi - \lambda \quad \text{ou } |V_{in}(t)| \geq V_d$$

Onde, para uma carga estimada:

$$I_p = \frac{V_d \hat{\theta} \pi}{2 \cos(\lambda) + (2\gamma - \pi) \text{sen}(\lambda)} \quad (35)$$

Para a situação de carga conhecida, basta substituir o termo adaptativo  $\hat{\theta}$  na equação de  $I_p$ , pela condutância conhecida  $G$ . O produto da função por  $I_p$  é necessário para a manutenção da corrente média no indutor (conseqüentemente, da potência de entrada), quando comparado com a situação sem correção de fator de potência, descrita em (8).

Observa-se que, para a correção de fator de potência, a corrente desejada no indutor  $z_{1d}$  não é mais constante, conseqüentemente, não se pode falar em ponto de equilíbrio e sim em trajetória a ser rastreada. Os resultados anteriormente apresentados para a lei de controle se aplicam, desde que seja considerado que a dinâmica da referência  $z_{1d}$  é bem mais lenta do que a dinâmica de chaveamento do conversor.

### E. Eliminação do erro na tensão de saída

Para eliminar possíveis erros em regime permanente na tensão de saída  $z_2$  deve-se utilizar um termo integrativo tal que [11]:

$$I = -k_i \int_0^t [z_2(s) - V_d] ds \quad k_i > 0 \quad (36)$$

Onde  $k_i$  é um ganho que depende do ponto de inserção da integração, que pode ser tanto no cálculo de  $z_{2d}$  quanto na obtenção da razão cíclica  $\mu$ .

### F. Leis de controle para o conversor boost

A partir do modelo matricial do conversor *boost* da Figura 2, dado por:

$$\begin{aligned} D_B \dot{z} + (1 - \mu)J_B z + R_B z &= E_B \\ z &= \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad D_B = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \quad J_B = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \\ R_B &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix} \quad E_B = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (37)$$

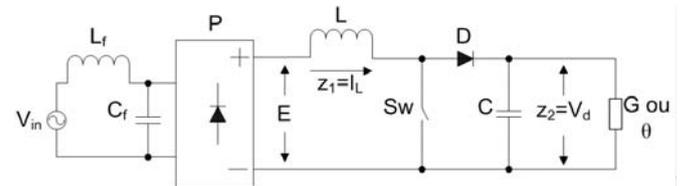


Fig. 2. Conversor *boost* aplicado à correção de fator de potência.

Pode-se descrever o mesmo procedimento aplicado aos conversores *buck*. Desta forma, para um termo adaptativo dado por (24), a lei de controle direto para o conversor *boost* com carga estimada é dada por:

$$\dot{z}_{2d} = \frac{(1 - \mu)z_{1d} - \hat{\theta}z_{2d} + G_2(z_2 - V_d)}{C} \quad (38)$$

$$\mu = 1 - \frac{E - L\dot{z}_{1d}}{z_{2d}} \quad (39)$$

A lei de controle indireta com carga estimada:

$$\dot{z}_{2d} = \frac{(1 - \mu)z_{1d} - \hat{\theta}z_{2d}}{C} \quad (40)$$

$$\mu = 1 - \frac{1}{z_{2d}} [E + R_1(z_1 - z_{1d}) - L\dot{z}_{1d}] \quad (41)$$

Para a correção de fator de potência, a trajetória da corrente  $z_{1d}$  deve ser dada por:

$$z_{1d} = 2 \frac{\theta V_d^2}{E_{\max}} |\text{sen}(\omega t + \phi)| \quad (42)$$

O coeficiente de valor 2 (dois) da equação (42) tem a mesma função do termo  $I_p$  para os conversores *buck*, ou seja, para a manutenção da corrente média no indutor, quando comparado com a situação em que a correção de fator de potência não é o objetivo, ou seja:

$$z_{1d} = \frac{\theta V_d^2}{E} \quad (43)$$

Quando a tensão  $E$  atinge um valor muito baixo, torna-se necessária a alteração na estratégia de controle, a fim de evitar problemas de processamento, em especial, divisões por zero. Desta forma, pode-se redefinir a estratégia de controle para:

$$\dot{z}_{2d} = \frac{\theta z_{2d}}{C} \quad (44)$$

$$\mu = 1 \quad (45)$$

#### IV. RESULTADOS E DISCUSSÃO

A planta utilizada para testes foi um conversor *buck* com as especificações e elementos apresentados na Tabela I.

**TABELA I**  
**Elementos e especificações do projeto**

$L = 700 \mu\text{H}$	Indutor do <i>buck</i>
$C = 4700 \mu\text{F}$	Capacitor do <i>buck</i>
$P = \text{GBPC3508W}$	Ponte Retificadora
$D = \text{MUR1560}$	Diodo do <i>buck</i>
$S_w = \text{G4BC20UD}$	Chave estática (IGBT) do <i>buck</i>
$L_f = 280 \mu\text{H}$	Indutor do filtro de entrada
$C_f = 11 \mu\text{H}$	Capacitor do filtro de entrada
$V_{in} = 55 \text{ V}_{\text{rms}}@60 \text{ Hz}$	Tensão de Alimentação
$V_d = 25 \text{ V}$	Tensão desejada na saída do <i>buck</i>
$R_o = 11 \Omega$	Carga de teste
$F_{chav\_buck} = 24 \text{ kHz}$	Frequência de chaveamento do <i>buck</i>

Para a relação tensão de rede  $55 \text{ V}_{\text{rms}}$  versus tensão de saída  $25 \text{ V}$ , a corrente desejada no indutor  $z_{1d}$  proporciona uma taxa de distorção harmônica  $\text{THD}=21,3 \%$ . Uma vez que a corrente drenada da rede é diretamente influenciada pela corrente no indutor, tal distorção limita o fator de potência do conjunto apresentado a um valor máximo de  $f_d=0,978$ .

##### A. Comparação entre os métodos de controle

O circuito do conversor *buck* foi simulado utilizando o software Matlab® 2007b. Os resultados apresentados foram obtidos com os parâmetros de controle ajustados em  $R_1=20 \Omega$ , no controle em modo indireto, e  $G_2=1,0 \times 10^{-2} \text{ S}$ , para o modo direto. Para a constante de integração foi atribuído o valor  $k_i=40$  e a condição em questão é para uma carga

conhecida. O termo integrativo da equação (36) foi inserido, através de uma soma simples, na função que determina o valor de  $\mu$ , ou seja, em (20) e (23).

As Figuras 3 e 4 mostram os resultados obtidos para o controle em modo indireto. Pode-se observar o comportamento de sincronismo entre a tensão de rede e a corrente drenada da rede, o que leva a um fator de deslocamento de aproximadamente  $f_d \approx 0,97$ .

A corrente no indutor é nula nos intervalos de tempo em que o módulo da tensão da rede é menor que a tensão de saída, uma vez que o princípio de funcionamento do conversor não possibilita a atuação do controle. Esta distorção na corrente de entrada não impede que o fator de potência fique dentro do normatizado [4], no caso,  $f_p \approx 0,96$ . Além disso, a corrente no indutor tem um valor médio bem próximo do valor de referência  $z_{1d}$  inserido na técnica de controle. A tensão de saída média atingiu o valor desejado  $V_d=25 \text{ V}$ , quando utilizado o termo integrativo.

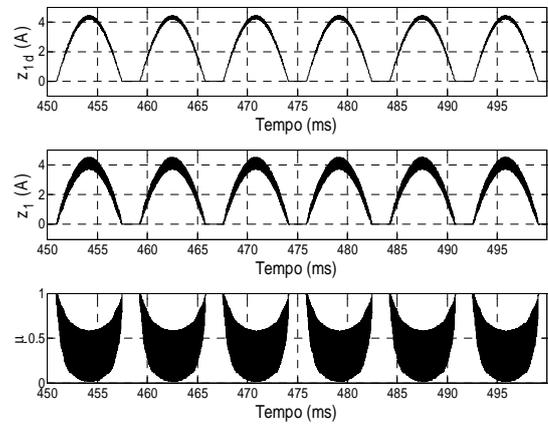


Fig. 3. Corrente de referência para o indutor ( $z_{1d}$ ), corrente no indutor ( $z_1$ ) e razão cíclica ( $\mu$ ) para controle baseado em passividade no modo indireto.

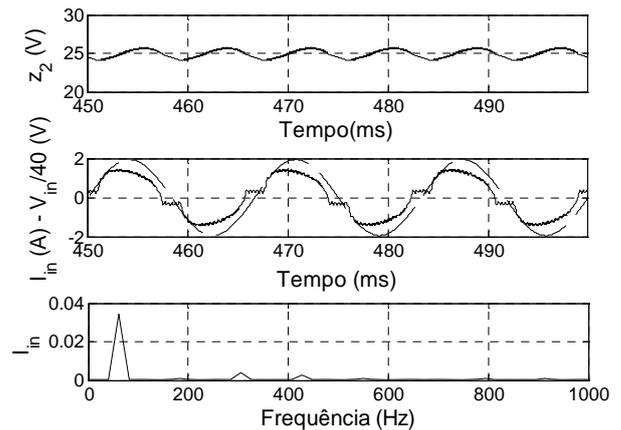


Fig. 4. Tensão de saída ( $z_2$ ), corrente drenada da rede ( $I_{in}$ ) e amostra da tensão (tracejado) na rede ( $V_{in}/40$ ) e FFT de  $I_{in}$  para controle baseado em passividade no modo indireto.

A Figura 5 exhibe os resultados obtidos para o controle no modo direto. A corrente no indutor não consegue manter o mesmo sincronismo obtido pelo controle em modo indireto, causando uma elevada distorção na corrente. Desta forma,

apesar do fator de deslocamento entre as fundamentais próximo de unitário ( $f_d \approx 0,98$ ), a distorção na corrente de rede impede a obtenção de um fator de potência elevado.

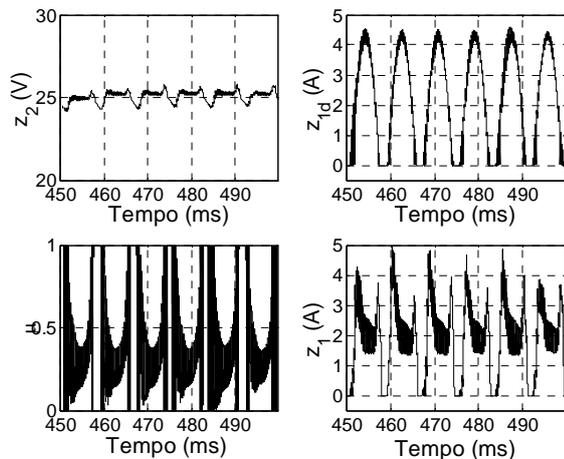


Fig. 5. Tensão de saída ( $z_2$ ), corrente de referência para o indutor ( $z_{1d}$ ), razão cíclica ( $\mu$ ) e corrente no indutor ( $z_1$ ) para controle baseado em passividade modo direto.

Apesar da não correção do fator de potência, pode-se observar o controle da tensão de saída do buck com o uso do termo integrativo, com resposta similar à apresentada para o método indireto.

Para a obtenção dos resultados experimentais utilizou-se um DSP TMS320F2812, da Texas Instrument. Os algoritmos de controle foram implementados em ponto flutuante, o que possibilitou o uso de equações em tempo contínuo para execução das técnicas de controle descritas.

A Figura 6 exibe a tensão da rede e a corrente drenada da rede para o circuito implementado e operando na condição com controle indireto da tensão de saída. Nesta condição de operação, o fator de deslocamento obtido foi  $f_d = 0,97$ , o fator de potência  $f_p = 0,94$ , a THD da tensão de entrada de 8,40 % e a THD da corrente de entrada de 26,69 %. A Figura 7 exibe os sinais da tensão  $E$  na saída do retificador e a corrente  $z_1$  no indutor do buck também para a técnica indireta. Podemos observar o sincronismo entre os dois sinais, sendo este o compromisso principal de um corretor de fator de potência.

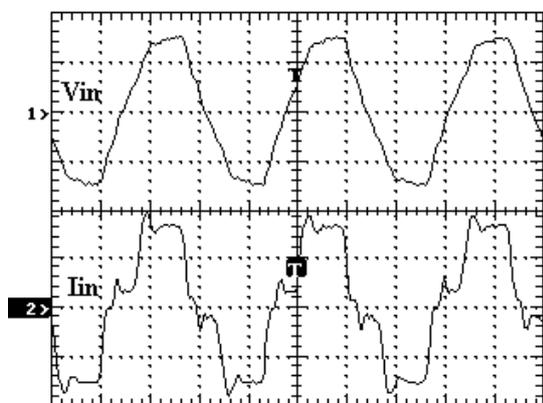


Fig. 6. Controle pelo modo indireto: Tensão (50V/div)  $V_{in}$  na rede e corrente (1A/div)  $I_{in}$  drenada da rede. Escala de tempo: 5ms/div.

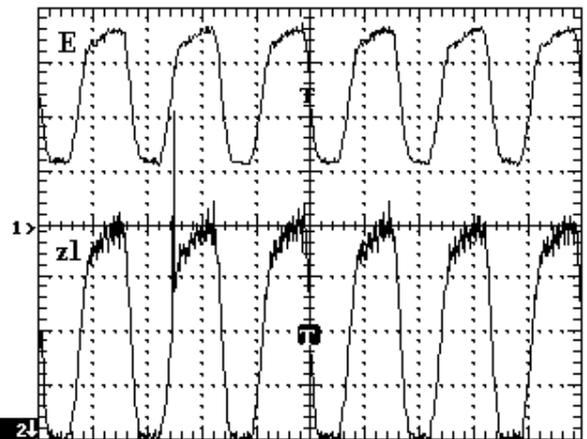


Fig. 7. Controle pelo modo indireto: Tensão (20V/div)  $E$  na saída do retificador e corrente (1A/div)  $z_1$  no indutor do buck. Escala de tempo: 5ms/div.

A Figura 8 exibe os sinais  $E$  e  $z_1$  descritos anteriormente, mas agora para o controle em modo direto. Apesar do sincronismo dos sinais, é facilmente observada a distorção na corrente do indutor e, conseqüentemente, na corrente da rede, o que impede a correção do fator de potência.



Fig. 8. Controle pelo modo direto: Tensão (20V/div)  $E$  na saída do retificador e corrente (1A/div)  $z_1$  no indutor do buck. Escala de tempo: 5ms/div.

### B. Análise da estimação de carga

Para a análise da estimação de carga foi utilizado conversor buck controlado pelo método indireto com ajuste de parâmetros  $R_l = 20 \Omega$ ,  $k = 1,0 \times 10^{-2}$ . Nesta situação, não foi utilizada a integração para eliminar erros em regime permanente.

**TABELA II**  
Parâmetros do conjunto inversor com filtro e com resistência de carga

$S_w(1,2,3,4)$	Chaves estáticas do inversor
$V_{carga} = 15 \text{ V}_{rms@1 \text{ kHz}}$	Tensão desejada nos terminais da Carga
$R_{carga} \approx 3,96 \Omega$	Resistência de Carga
$P_{carga} \approx 56,8 \text{ W}$	Potência na Carga
$L_o = 400 \mu\text{H}$	Indutor do filtro de saída
$C_o = 570 \text{ nF}$	Capacitor do filtro de saída

A Tabela II exibe os parâmetros referentes a um circuito inversor em ponte completa, alimentando uma resistência de carga com filtro LC. Essa estrutura é similar a um reator eletrônico alimentando uma lâmpada de alta intensidade de descarga que esteja operando em regime, que pode ser modelada por uma resistência, ressalvado o fato da potência demandada pela carga na simulação não se tratar de um valor comercial de potência para lâmpadas.

As Figuras 9 e 10 mostram os resultados obtidos utilizando como carga a resistência de  $11 \Omega$ . Pode-se observar o comportamento de sincronismo entre a tensão de rede e a corrente drenada da rede, o que leva a um fator de deslocamento próximo de unitário.

A distorção na corrente de entrada não impede que o fator de potência, no caso,  $f_p \approx 0,95$ , fique dentro da especificação da resolução específica [4]. Além disso, a corrente no indutor tem um valor médio bem próximo do valor de referência inserido na técnica de controle. Os valores da carga estimada e a tensão de saída ficam próximos do esperado, com o erro em regime permanente devido a falta da integração, sendo que esta mesma tensão apresenta um *ripple* de aproximadamente 5 % com relação ao seu valor médio.

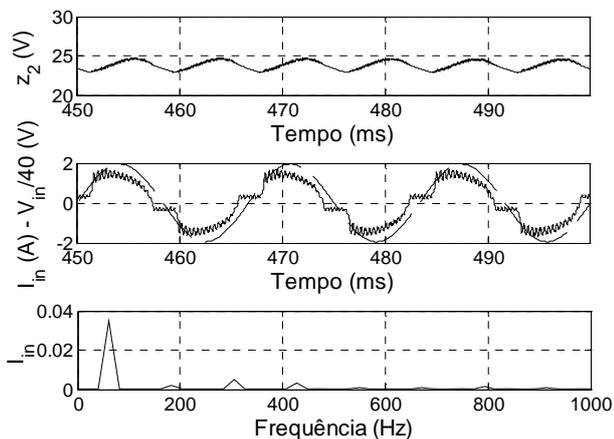


Fig. 9. Tensão de saída ( $z_2$ ), Corrente drenada da rede ( $I_{in}$ ) e amostra da tensão (tracejado) na rede ( $V_{in}/40$ ) e espectro harmônico de  $I_{in}$  para carga resistiva.

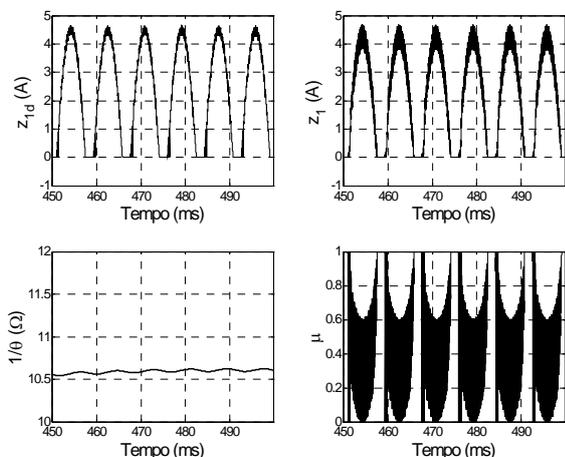


Fig. 10. Corrente de referência para o indutor ( $z_{1d}$ ), corrente no indutor ( $z_1$ ), impedância estimada ( $1/\hat{\theta}$ ) e ciclo de trabalho ( $\mu$ ) para carga resistiva.

A Figura 11 exibe algumas das curvas descritas para a carga puramente resistiva, mas agora para a operação com a carga descrita na Tabela II, ou seja, com um inversor de frequência como carga. Observa-se a manutenção do fator de potência e do *ripple* na tensão de saída  $z_2$ . Quanto à tensão de saída do *buck*, observa-se ainda a influência do chaveamento do inversor. A carga a ser estimada é a mesma para a condição de carga puramente resistiva, uma vez que é demandada a mesma potência do conversor *buck* com este operando com a mesma tensão desejada  $V_d$ .

$$P_0 = z_2^2 G \rightarrow G \approx 90,9 mS$$

$$R = \frac{1}{G} = 11 \Omega \quad (46)$$

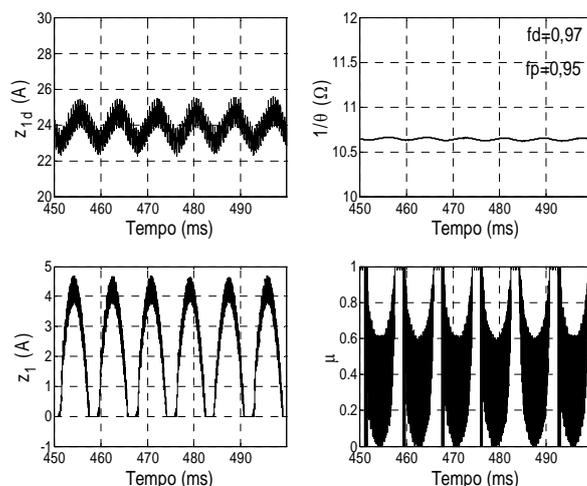


Fig. 11. Tensão de saída ( $z_2$ ), impedância estimada ( $1/\hat{\theta}$ ), corrente no indutor ( $z_1$ ) e ciclo de trabalho ( $\mu$ ) para carga descrita na Tabela II.

Quanto aos resultados experimentais, quando utilizada a técnica adaptativa, a resistência de carga estimada pelo controlador foi próxima de  $11 \Omega$  ( $\tilde{\theta} = 9,1 \times 10^{-2}$ ). Além disso, a Figura 12 demonstra que a inserção da técnica adaptativa não influi na correção do fator de potência, que manteve os mesmos índices obtidos para a condição de carga conhecida ( $f_d = 0,97$  e  $f_p = 0,95$ ).

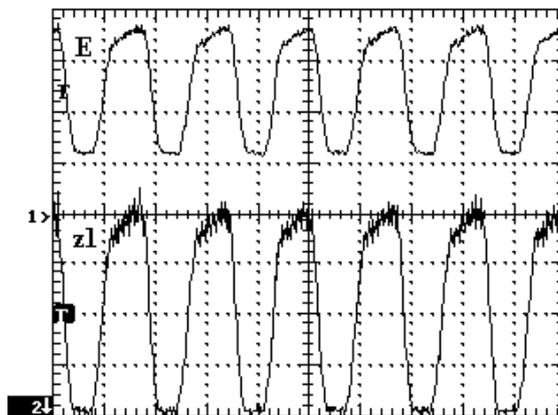


Fig. 12. Controle pelo modo indireto: Tensão (20V/div)  $E$  na saída do retificador e corrente (1A/div)  $z_1$  no indutor do buck. Escala de tempo: 5ms/div.

### C. Transitórios de carga

Para os resultados apresentados a seguir, foi utilizado o controle em modo indireto, com os parâmetros:  $R_I=20$ ,  $k=0,1$  e  $k_i=40$ .

A Fig. 13 exibe a situação onde ocorre uma redução pela metade da carga, ocasionando uma breve elevação da tensão de cerca de 10 % com relação ao valor em regime (25 V). A Figura 14 exibe o transitório para aumento da carga, onde é possível observar um afundamento de tensão e o posterior retorno à operação em regime permanente. Nos dois casos, a medição foi feita utilizando o osciloscópio em modo AC, de forma a privilegiar a observação do transitório. O fator de potência não sofreu alteração por conta da alteração da carga.

As impedâncias estimadas foram  $9,3 \Omega$  e  $25,0 \Omega$  para os valores reais de  $16 \Omega$  e  $32 \Omega$ , respectivamente. Porém, a estimação de carga não é o objetivo do controle, e sim, a regulação da tensão de saída e a correção do fator de potência com carga desconhecida. Este objetivo foi alcançado, conforme mostram a Figuras 13 e 14.

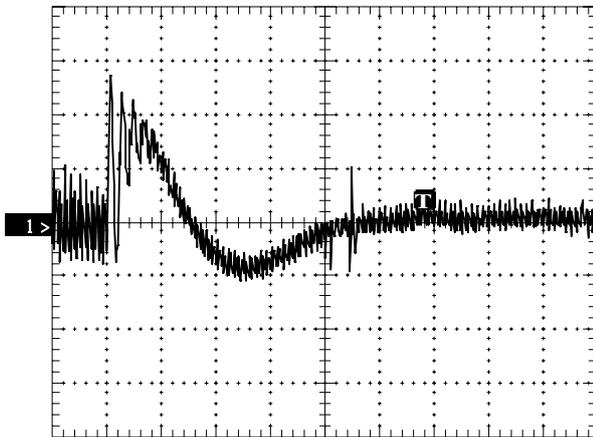


Fig. 13. Transitório na tensão de saída do buck CFP diante de uma redução de carga, com variação da resistência de  $16 \Omega$  para  $32 \Omega$ . Escalas: 1V/div; 250ms/div

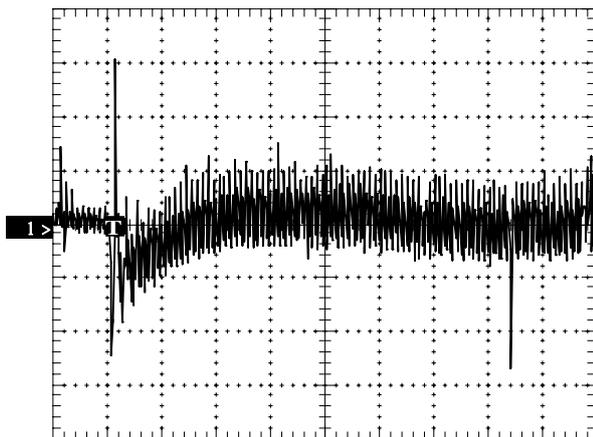


Fig. 14. Transitório na tensão de saída do buck CFP diante de um aumento de carga, com variação da resistência de  $32 \Omega$  para  $16 \Omega$ . Escalas: 1V/div; 250ms/div

### D. Regulação de tensão

Os parâmetros utilizados para estes testes foram:  $R_I=15$ ,  $k=0,01$  e  $k_i=10$ . Na Tabela III são apresentados os resultados obtidos para variações de 20 % na tensão de entrada.

**TABELA III**  
Resultados obtidos para diferentes pontos de operação do sistema

Condições	$V_{in,nom}=55 \text{ V}$	$V_{in,min}=44 \text{ V}$	$V_{in,max}=66 \text{ V}$
$Z_{2,min} \text{ (V)}$	24,85	24,81	24,86
$Z_{2,max} \text{ (V)}$	25,11	25,13	25,17
THD $V_{in}$	8,40 %	9,15 %	8,56 %
THD $I_{in}$	26,69 %	31,25 %	27,91 %
$\phi_v - \phi_i$	1,4°	6,01°	2,10°
$f_p$	0,950	0,936	0,951

Observa-se que a variação do ponto de operação influencia nos níveis de distorção harmônica, especialmente quando é observada a redução na tensão de entrada. Com esses parâmetros, torna-se possível calcular a regulação de tensão:

$$\frac{z_2(nom) - z_2(V_{in,min})}{z_2(nom)} \times 100 \% = 1,19 \% \quad (47)$$

$$\frac{z_2(nom) - z_2(V_{in,max})}{z_2(nom)} \times 100 \% = 1,00 \% \quad (48)$$

Considerando a condição com valor mais elevado, tem-se que a regulação de tensão é de 1,19 %.

### E. Execução do algoritmo

A fim de fornecer uma referência para a complexidade da técnica de controle baseado em passividade, foi realizado o teste para identificação do tempo de execução demandado para as rotinas de controle da técnica em referência com um controle linear PI (Proporcional-Integral) com duas malhas. Os algoritmos foram implementados para a operação das variáveis em ponto flutuante, o que aumenta o tempo de execução, se comparado com variáveis ajustadas em ponto fixo. Observa-se que o controle baseado em passividade demanda um maior tempo para execução da rotina, com cerca de  $32 \mu\text{s}$  contra os  $23 \mu\text{s}$  dos controladores PI. No entanto, a diferença apresentada não é relevante o suficiente para impedir o uso da técnica, principalmente pelas vantagens que esta pode oferecer.

### F. Conversor Boost CFP

Para simulação do conversor boost foram utilizadas as especificações apresentadas na Tabela IV.

**TABELA IV**  
Elementos e especificações do projeto

$L = 5,6 \text{ mH}$	Indutor do boost
$C = 220 \mu\text{F}$	Capacitor do boost
$V_{in} = 127 \text{ V}_{rms}@60 \text{ Hz}$	Tensão de Alimentação
$V_d = 400 \text{ V}$	Tensão desejada na saída do boost
$R_o = 1 \text{ k}\Omega$	Carga de teste
$f_{chav\_boost} = 24 \text{ kHz}$	Frequência de chaveamento do boost

## V. CONCLUSÕES

A operação em modo de condução contínua com uma alta indutância dispensa, para efeitos de simulação, o uso de um filtro de entrada. Com os parâmetros de controle ajustados em  $R_I=100$ ,  $k=1,0 \times 10^{-6}$ , e sem a correção da tensão de saída ( $k_i=0$ ), foram obtidos os resultados apresentados nas Figuras 15 e 16.

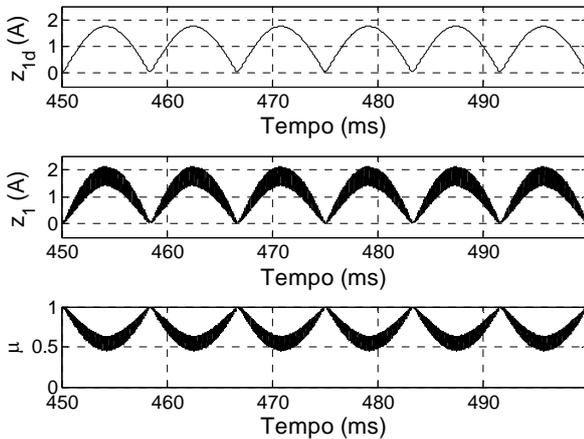


Fig. 15. Corrente de referência para o indutor ( $z_{Id}$ ), corrente no indutor ( $z_l$ ) e razão cíclica ( $\mu$ ) para controle baseado em passividade no modo indireto no conversor *boost*.

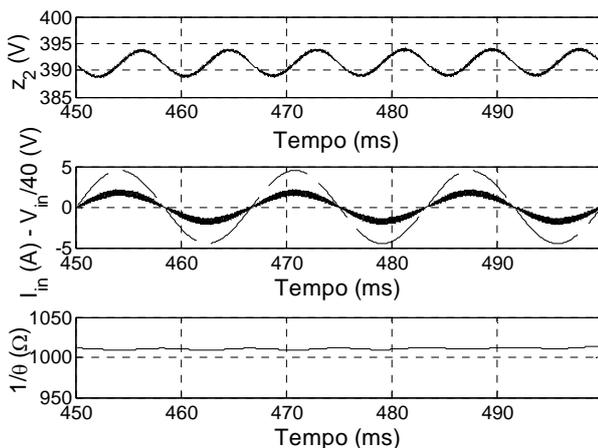


Fig. 16. Tensão de saída ( $z_2$ ), Corrente drenada da rede ( $I_{in}$ ) e amostra da tensão (tracejado) na rede ( $V_{in}/40$ ) e estimação de carga ( $1/\hat{\theta}$ ) para controle baseado em passividade no modo indireto no conversor *boost*.

Diante das condições apresentadas, o fator de deslocamento obtido foi unitário e o fator de potência foi  $f_p=0,99$ , devido a uma pequena distorção na corrente de entrada ( $THD < 2\%$ ). A tensão média na saída apresenta um pequeno erro com relação ao valor desejado, uma vez que não foi inserida a integração do erro no controle. A carga estimada apresenta um desvio de 1% com relação ao valor real.

O artigo apresentou uma discussão sobre duas formas de implementação de controle baseado em passividade em conversores estáticos *buck* e *boost* operando como corretores de fator de potência: método direto ou paralelo, com controle direto da tensão de saída, e método indireto ou série, com controle indireto da tensão de saída e ajuste da trajetória desejada na corrente do indutor. Para os dois métodos de controle foi apresentada a possibilidade ou não da estimação da carga através de uma técnica adaptativa.

Com a técnica de controle baseado em passividade apresentada, o ajuste de parâmetros do controlador dispensa a linearização da planta em torno de um ponto de operação crítico, o que deprecia a resposta nas demais faixas de operação, como ocorre em controladores PID. Além disso, o controle clássico em conversores operando no modo de condução contínuo demanda o uso de dois controladores, devido ao controle da corrente no indutor, e, conseqüentemente, o ajuste de no mínimo três parâmetros. Em contrapartida, a técnica de passividade necessita do ajuste apenas de  $R_I$  ou  $G_2$  e  $k_i$ , para uma carga conhecida. No caso de utilização de um terceiro parâmetro (uso de  $k$ ), adquire-se a vantagem de possuir uma estimação da carga.

Os resultados obtidos para o controle indireto estão dentro dos desejados para esta aplicação, tais como baixo *ripple* na tensão de saída e a correção do fator de potência, principalmente com o sincronismo entre as fundamentais da tensão e da corrente de rede.

O uso do controle direto não proporciona uma corrente no indutor similar à corrente desejada  $z_{Id}$ , impedindo a correção do fator de potência.

Vale ainda ressaltar que a inclusão de um filtro de entrada tem impacto sobre a dinâmica do conversor e sobre o controle, tendo que ser levado em conta e dimensionado em sintonia com o projeto do controlador. Embora seja tema relevante, este não é o foco do presente trabalho. É possível notar que no exemplo apresentado, o filtro de entrada não teve influência relevante no desempenho do controle, ou seja, de um lado, as THDs resultantes atendem a norma e as trajetórias de referência para as variáveis controladas são rastreadas adequadamente.

A estimação da condutância da carga pode possibilitar, sem maiores ajustes, a aplicação da técnica em diferentes cargas. A limitação do ajuste fica por conta da dinâmica da planta (intimamente ligada ao valor de  $k$ , visto que este é fator determinante na taxa de variação da condutância estimada) e que pode levar a razão cíclica à saturação ( $\mu=0$  ou  $\mu=1$ ). A estimação de carga pode ser utilizada para detectar a ocorrência da ressonância acústica em lâmpadas de alta intensidade de descarga, uma vez que tal fenômeno levaria a uma redução na condutância estimada, possibilitando assim a execução de uma ação que evite a extinção do arco voltaico da lâmpada.

Como trabalhos futuros, pretende-se avaliar a técnica de passividade aplicada a conversores do tipo *boost* (elevadores de tensão), uma vez que estes respondem pela maioria das aplicações de conversores estáticos na correção de fator de potência, e a influência dos parâmetros de ajuste ( $R_I$ ,  $G_2$  e  $k$ ) no comportamento do sistema.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. E. Fitzgerald *et al*, *Electric Machinery*, McGraw Hill, 6ª Edição, Nova Iorque, 2003.
- [2] T. Suzuki *et al*, “Electronic ballast for fluorescent lamp”, *IEEE International Conference On Industrial Applications* INDUSCON, Porto Alegre, Nov. 2000.
- [3] F. P. Souza, *Correção do Fator de Potência para instalações de baixa potência empregando filtros ativos*, Tese de Doutorado, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Santa Catarina, 2000.
- [4] Resolução ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) nº 456, de 29 de Novembro de 2000.
- [5] D. Jeltsema and J. M. A. Scherpen, “Tuning of Passivity-Preserving Controllers for Switched-Mode Power Converters”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 49, nº 8, pp. 1333-1344, 2004.
- [6] M.I.A. Orozco, *Control no lineal de convertidores conmutados CC/CC: Análisis de prestaciones y verificación experimental*, Tesis Doctoral, Programa de Doctorado: Automatización Avanzada Y Robótica – Universidad Politécnica de Cataluña, 2006.
- [7] R. Sanders and G.C. Verghese, “Lyapunov-Based Control for Switched Power Converters”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 7, nº 1, pp. 17-24, 1992.
- [8] R. Leyva *et al*, “Passivity-based integral control of a boost converter for large-signal stability”, *IEE Proceedings. Control Theory and Applications*, vol. 153, nº 2, pp. 139-146, 2006.
- [9] H. Sira-Ramirez, *et al.*, “Passivity-Based Controllers for the stabilization of DC-to-DC Power Converters”, *Automatica*, vol. 33, nº 4, pp. 499-513, 1997.
- [10] H. Sira-Ramirez, R. Ortega and M. Garcia-Esteban, “Adaptive Passivity-Based Control of Average DC-to-DC Power Converters Models”, *Internacional Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 11, pp. 489-499, 1997.
- [11] G. Escobar, R. Ortega, H. Sira-Ramirez, J.P. Vilain and I. Zein, “An experimental comparison of several non linear controllers for power converters”, *IEEE Control Systems Magazine*, vol.19, nº 1, pp. 66-82, 1999.
- [12] G. Escobar and H. Sira-Ramirez, “A Passivity Based-Sliding Mode Control Approach for the Regulation of Power Factor Precompensators”, *37<sup>th</sup> IEEE Conference on Decision & Control*, Florida, USA, pp. 2423-2424, 1998.
- [13] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*, Prentice-Hall, 3ª Edição, 2002.
- [14] J. Meisel. *Principles of Electromechanical Energy Conversion*, McGraw-Hill, 1966.
- [15] R. Ortega, A. Loria, R. Kelly and L. Praly, “On Passivity-Based Output Feedback Global Stabilization of Euler-Lagrange Systems”, *IEEE International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 5, nº 1, pp.313-323, March, 2007.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Eduardo Augusto Oliveira**, nascido em Belo Horizonte-MG, em 23/11/1981, é engenheiro eletricista (2005) pela UFMG, especialista em instrumentação (2008) pela PUC-MG e mestre em engenharia elétrica (2008) pela UFMG.

Suas áreas de interesse são controle aplicado à eletrônica de potência, conversores para correção de fator de potência e eficiência energética.

**Lenin Martins Ferreira Morais**, nascido em 04/03/1978 em Pirapora-MG, é engenheiro eletricista (2000), mestre (2002) e doutor em Engenharia Elétrica (2007) pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFMG.

Atualmente, é professor Adjunto do DELT – UFMG. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, reatores eletrônicos para lâmpadas AID, conversores CFP, sistemas de controle eletrônico.

**Seleme Isaac Seleme Júnior**, nascido em 1955 em Palmas-PR, é engenheiro eletricista (1977) pela Escola Politécnica de São Paulo, mestre (1985) pela UFSC, doutor (1994) em controle e automação pelo Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Grenoble, França, e pós-doutorado no Power Electronic Group, University of California, Berkeley em 2002.

Atualmente é professor adjunto do DELT - UFMG. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, controle aplicado à eletrônica de potência, acionamentos elétricos e sistemas eletromecânicos.

**Pedro Francisco Donoso-Garcia**, nascido em 1955 em Lima – Peru, é engenheiro eletricista op. eletrônica (1981) pela UFRGS, mestre (1986) pela UFMG e doutor em Engenharia Elétrica (1991) pela UFSC.

Atualmente é professor Associado do Departamento de Engenharia Eletrônica da Universidade Federal de Minas Gerais. Suas áreas de pesquisa incluem: Fontes de alimentação com alta eficiência, sistemas de energia ininterrupta, reatores eletrônicos, amplificadores de áudio lineares e chaveados.

**Porfírio Cabaleiro Cortizo**, nascido em Belo Horizonte-MG em 26/03/1955. Formado em Engenharia Elétrica em 1978 na UFMG e doutor em Engenharia Elétrica em 1984 no Intitut National Polytechnique de Toulouse, França.

Desde 1984 é professor associado do DELT da UFMG, no cargo de Professor Associado. Sua área de atuação é Eletrônica de Potência com interesse em Sistemas de Alimentação Ininterrupta (UPS), fontes chaveadas de alta frequência e técnicas de controle empregando DSP's.

**Marcos Antônio Severo Mendes**, nascido em Patos de Minas-MG em 08/03/1967. Graduiu-se em Engenharia Elétrica pela UFMG em 1994. Em 2001 recebeu o título de Doutor em Engenharia Elétrica pelo PPGEE-UFMG.

Atualmente é professor Adjunto do Departamento de Engenharia Eletrônica da UFMG. As principais áreas de interesse são: Eletrônica, Eletrônica de Potência, Métodos de Modulação em Largura de Pulso, Processadores Digitais de Sinais e suas aplicações.