

REINICIALIZAÇÃO DE CONTROLADORES REPETITIVOS EM INVERSORES PWM SOB DISTÚRBIOS NÃO-PERIÓDICOS: ANÁLISE E PROJETO

Cassiano Rech, Leandro Michels, José Renes Pinheiro

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle – GEPOC

Universidade Federal de Santa Maria – UFSM

CEP 97105-900, Santa Maria – RS – Brasil

e-mail: rech.cassiano@gmail.com, leandromichels@gmail.com, jrenespinheiro@gmail.com

Resumo – Embora inversores PWM com controle repetitivo apresentem um excelente desempenho em regime permanente sob cargas não-lineares cíclicas, eles não apresentam uma boa resposta dinâmica sob distúrbios não-periódicos. Então, esse artigo apresenta a análise e o projeto de controladores repetitivos com reinicialização para melhorar a resposta transitória de inversores PWM sob distúrbios não periódicos, tais como mudanças súbitas de carga linear ou retiradas de cargas não-lineares cíclicas. O algoritmo é baseado na análise do comportamento do erro de saída para identificar a ocorrência de um distúrbio não-periódico. Após identificar a ocorrência desse distúrbio, é possível reinicializar a ação de controle repetitiva e armazenar as informações corretas relativas à nova carga. Análise da estabilidade, metodologia de projeto, resultados de simulação e experimentais (1 kVA @ 110 V_{RMS}) são incluídos para ilustrar o bom desempenho do algoritmo sob diferentes condições de carga.

Palavras-Chave – Controle repetitivo, inversor PWM.

RESETTABLE REPETITIVE CONTROLLERS APPLIED TO PWM INVERTERS UNDER NON-PERIODIC DISTURBANCES: ANALYSIS AND DESIGN

Abstract – Although repetitive controlled PWM inverters present an excellent steady-state performance even under severe nonlinear cyclic loads, they do not present a good dynamic performance under non-periodic disturbances. Therefore, this paper presents the analysis and design of resettable repetitive controllers for improving the transient response of PWM inverters under non-periodic disturbances, such as sudden linear load changes or removal of a nonlinear cyclic load. This algorithm is based on the analysis of the output error behavior to identify the occurrence of a non-periodic disturbance. Once the occurrence of this disturbance is identified, it is possible to reset the repetitive control action and to store the correct information concerning this new load. Stability analysis, design methodology, as well as simulation and experimental results are presented (1 kVA @ 110 V_{RMS}) to illustrate the good performance of the proposed algorithm under different load conditions.

Keywords – Repetitive control, PWM inverter.

Artigo submetido em 02/02/2009. Revisão em 25/11/2009.
Aceito por recomendação do editor Fernando L. M. Antunes.

I. INTRODUÇÃO

Os inversores de tensão PWM são amplamente empregados em diversas aplicações, tal como em fontes ininterruptas de energia (*UPS – Uninterruptible Power System*), compensadores estáticos de reativos, filtros ativos de potência e fontes ca de potência (*ac power sources*). Em muitas destas aplicações, os inversores estão sujeitos a distúrbios na saída de amplitude significativa, provocados por cargas não-lineares tais como retificadores não-controlados com filtro capacitivo e cargas retificadas [1]. Por este motivo, as especificações de projeto destes inversores normalmente exigem uma alta capacidade de rejeição de distúrbios na saída, ou seja, uma baixa impedância de saída nas frequências harmônicas destes distúrbios [2].

A impedância de saída pode ser reduzida pela utilização de uma malha de controle de elevado ganho na banda passante de interesse. Algumas técnicas de controle discreto têm sido utilizadas em aplicações de inversores, tais como *deadbeat* [3], retroação de estados [4], entre outros. Contudo, dependendo do filtro de saída e da frequência de amostragem, as restrições de projeto dos controladores impedem uma elevação suficiente do ganho das leis de controle convencionais empregando apenas a medida da tensão de saída [5]. Como resultado, são obtidos valores inaceitáveis de distorção harmônica total (*THD – Total Harmonic Distortion*) da tensão de saída para as cargas não-lineares que estes inversores estão sujeitos. Ou seja, nestes casos, as leis de controle convencionais não conseguem reduzir suficientemente a impedância de saída.

Uma redução adicional da impedância de saída pode ser obtida através da utilização de uma lei de controle repetitiva em conjunto com a lei de ação instantânea [7]–[20]. Embora estes controladores apenas a reduzam em uma estreita faixa de frequência em torno das harmônicas múltiplas da fundamental, a redução da impedância se dá exatamente nas mesmas frequências dos distúrbios provocados por retificadores não-controlados e outras cargas cíclicas [11], [21]. Por este motivo, os resultados destes estudos demonstram que os controladores repetitivos apresentam um excelente desempenho, em regime permanente, para esta aplicação.

O controle repetitivo (RP) foi utilizado inicialmente para aplicações em robótica [22], [23], sendo posteriormente utilizado em inversores PWM por Haneyoshi [6]. Desde então, vários tipos de controladores RP foram desenvolvidos, com destaque para o algoritmo de filtro Q [24]. Este tipo de controlador repetitivo é o mais utilizado em inversores PWM devido à baixa complexidade do código necessário para a sua implementação. O princípio de funcionamento deste algoritmo é o do modelo interno [25], que estabelece que a

saída de um sistema em malha fechada rastreia um sinal de referência de entrada, em regime permanente, quando os pólos dos modelos do sinal de referência e do distúrbio estão incluídos na função de transferência de malha aberta do sistema. Nesta aplicação, isto corresponde a inserir o modelo $1/(z^n-1)$, ou seja, n pólos igualmente distribuídos sobre o círculo unitário [22], [23].

No entanto, observa-se que este modelo interno corresponde a uma estrutura de aprendizagem, que usa as informações do erro nos ciclos anteriores para calcular a ação repetitiva atual. Por este motivo, este tipo de controlador não apresenta uma boa resposta transitória sob distúrbios não periódicos, tais como grandes mudanças de carga ou retiradas de cargas não-lineares cíclicas. Esses distúrbios são usuais em algumas aplicações, como em UPSs, e, portanto, a resposta transitória sob tais distúrbios deve ser melhorada para satisfazer as normas impostas às mesmas [1].

Em [26] foi proposto um algoritmo para melhorar a resposta dinâmica de inversores PWM com controladores repetitivos sob distúrbios não-periódicos. Este algoritmo é baseado na análise do comportamento do erro de saída para identificar a ocorrência dessa classe de distúrbios. Após identificar a ocorrência do distúrbio, é feita a reinicialização da ação de controle repetitiva e o armazenamento das informações corretas referentes à nova carga. Esse trabalho apresentou bons resultados, contudo, não foi apresentada a análise da estabilidade e a metodologia de projeto do algoritmo proposto.

Para preencher essa lacuna, este artigo apresenta uma análise detalhada da estabilidade e o projeto de controladores repetitivos com reinicialização para melhorar a resposta transitória de inversores PWM sob distúrbios não periódicos. Diferentes perfis de carga são analisados, avaliando seu impacto no desempenho do algoritmo de reinicialização do controlador repetitivo.

Esse artigo está organizado como segue. A Seção II descreve o sistema analisado, incluindo o modelo da planta e a estrutura de controle digital. A Seção III analisa o problema da resposta dinâmica do controlador repetitivo sob distúrbios não-periódicos. O controlador repetitivo com reinicialização, incluindo a análise de estabilidade e metodologia de projeto proposta, é apresentado na Seção IV. A Seção V apresenta alguns resultados experimentais (1 kVA @ 110 V_{RMS}) que ilustram o desempenho dinâmico do algoritmo de reinicialização.

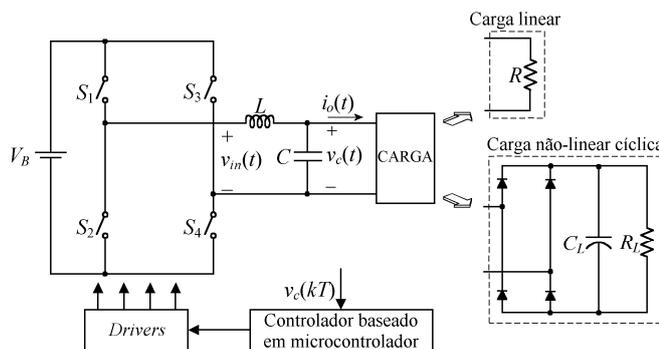


Fig. 1. Inversor PWM com controle digital.

II. DESCRIÇÃO DO SISTEMA

Um inversor PWM monofásico alimentado em tensão é mostrado na Fig. 1, onde o inversor em ponte completa, o filtro LC e a carga são considerados a planta a ser controlada. As cargas conectadas em UPS são usualmente equipamentos eletrônicos, tal como computadores e processadores de dados, sistemas de comunicação, sistemas de instrumentação e controle de processos e equipamentos biomédicos. Estes equipamentos normalmente possuem um retificador não-controlado com filtro capacitivo ou um conversor com correção de fator de potência na sua fonte de alimentação. Por este motivo, o desempenho de uma UPS deve ser avaliado empregando-se um circuito que emule estas cargas, tal como propõe a norma IEC 62040-3 [1].

A. Modelo dinâmico da planta

Para a obtenção do modelo linear do inversor foi utilizado a carga resistiva nominal. As variações de carga, cargas não-lineares e incertezas do modelo são consideradas como distúrbios na saída da planta. Assim, assumindo que a frequência de comutação é muito maior que a frequência de modulação do inversor PWM [27], obtém-se um modelo linear de segunda ordem para o circuito da Fig. 1, cuja função de transferência é:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = G_p(s) = \frac{\omega_p^2}{s^2 + 2\zeta_p \omega_p s + \omega_p^2} \quad (1)$$

onde $Y(s)$ é definida como a transformada de Laplace da saída $y(t) = v_c(t)$, $U(s)$ é a transformada de Laplace da entrada do sistema $u(t) = v_{in}(t)$ e:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \zeta_p = \frac{1}{2RC\omega_p}. \quad (2)$$

Os interruptores são acionados e bloqueados apenas uma vez durante cada período de amostragem T_s , tal que $v_{in}(t)$ é um pulso de tensão de amplitude V_B ou $-V_B$, e largura ΔT . Contudo, na análise a seguir, considera-se que $u(t)$ é o valor médio do pulso de tensão em um período de amostragem. Dessa forma, uma função de transferência discreta pode ser obtida a partir de (1) ao usar o modelo de um amostrador-retentor de ordem zero com período de amostragem T_s [28]:

$$G_p(z) = \frac{b_1 z + b_2}{z^2 + a_1 z + a_2}. \quad (3)$$

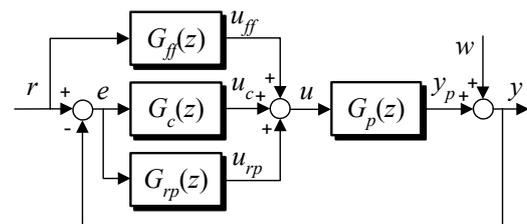


Fig. 2. Sistema de controle digital com controlador repetitivo.

B. Estrutura do controlador

A estrutura de controle considerada neste artigo é de duas camadas, onde um controlador de ação instantânea é responsável pelo desempenho transitório e um controlador repetitivo atua efetivamente em regime permanente para rejeição de distúrbios cíclicos. Na abordagem empregada, o controlador repetitivo é do tipo auxiliar (*plug-in*), ou seja, o controlador de ação instantânea é usado para melhorar a resposta dinâmica e/ou aumentar a margem de estabilidade do sistema em malha fechada, enquanto que a compensação repetitiva apenas contribui com uma pequena parcela da ação de controle para melhoria do desempenho em regime permanente.

Na análise empregada neste trabalho, considera-se a estrutura de controle mostrada na Fig. 2. A função de transferência em malha fechada é dada por:

$$G_{mf}(z) = \frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{G_p(z) [G_{ff}(z) + G_c(z) + G_{rp}(z)]}{1 + G_p(z) [G_c(z) + G_{rp}(z)]}. \quad (4)$$

O controlador de ação instantânea considerado é do tipo proporcional-derivativo com alimentação à frente (PD-*feedforward*) preditivo [10], cujos compensadores são dados por:

$$G_c(z) = \frac{k_1 z + k_2}{z^2} \quad \text{e} \quad G_{ff}(z) = 1. \quad (5)$$

A função de transferência da ação de controle repetitiva auxiliar, empregada para gerar sinais periódicos consistindo de múltiplos harmônicos de uma mesma frequência fundamental, é dada por:

$$G_{rp}(z) = \frac{U_{rp}(z)}{E(z)} = \frac{c_r z^{d-n}}{1 - Q_r(z) z^{-n}} \quad (6)$$

onde $E(z)$ é a transformada z do erro $e(k) = r(k) - y(k)$, c_r é o ganho do controlador repetitivo, d é um parâmetro usado para compensação da fase em altas frequências, n é o número de amostras em um período do sinal de referência e $Q_r(z)$ é a função de transferência de um filtro passa-baixas ou uma constante igual ou pouco menor que a unidade [9], [11].

O controlador apresentado pode ser implementado empregando-se a seguinte equação de diferenças discretas:

$$u(k) = r(k) + k_1 e(k-1) + k_2 e(k-2) + u_{rp}(k) \quad (7)$$

onde, assumindo que $Q_r(z) = q_r$ é uma constante, tem-se que:

$$u_{rp}(k) = c_r e(k+d-n) + q_r u_{rp}(k-n). \quad (8)$$

III. DESEMPENHO DE CONTROLADORES REPETITIVOS SOB DISTÚRBIOS NÃO-PERIÓDICOS

O controlador repetitivo é um controlador de aprendizagem que usa as informações do erro de saída nos ciclos anteriores para calcular a ação de controle. Baseado nessas informações, as distorções causadas por distúrbios periódicos são gradualmente reduzidas. Assim, o sistema em malha fechada usualmente apresenta um bom desempenho em regime permanente quando o sinal de referência e os

distúrbios são periódicos. Entretanto, sua resposta transitória é insatisfatória para distúrbios não-periódicos, tais como grandes mudanças de cargas lineares ou retiradas de cargas não-lineares cíclicas, pois as informações armazenadas até o instante do distúrbio não correspondem ao novo ponto de operação.

Para ilustrar o problema, simulou-se a retirada de uma carga não linear cíclica do tipo retificador a diodos da saída de uma UPS. Nestas simulações, utilizou-se a estrutura apresentada na Seção II, sendo os parâmetros do inversor PWM monofásico e do controlador mostrados na Tabela I e na Tabela II, respectivamente. Os resultados de simulação para este sistema são apresentados na Fig. 3.

A forma de onda senoidal, mostrada nos dois primeiros ciclos da Fig. 3(a), comprova que o uso de uma ação de controle repetitiva em conjunto com um controlador de ação instantânea possibilita uma significativa rejeição dos distúrbios provocados pela carga não-linear em regime permanente. Por outro lado, a mesma figura mostra que o desempenho transitório deste sistema não é satisfatório. No primeiro ciclo após remover a carga não linear cíclica, a ação de controle repetitiva tenta compensar a distorção provocada por esse retificador, mas, devido à retirada da carga, esta injeta uma energia desnecessária na planta e distorce a forma de onda da tensão de saída nos próximos ciclos.

Para mitigar este problema, um algoritmo foi proposto em [26] para melhoria do desempenho transitório de inversores com ação repetitiva auxiliar. Após identificar a ocorrência de um distúrbio não-periódico (variação brusca de carga linear ou retirada de uma carga não-linear cíclica), a ação de controle é reinicializada para que o controlador possa armazenar informações corretas sobre essa nova carga nos ciclos posteriores do sinal de referência. Assim, a tensão de saída não apresentará distorções provocadas pelo controlador repetitivo nos períodos subsequentes ao distúrbio, como mostrado na Fig. 3(b).

Tabela I
Parâmetros do inversor PWM.

Indutância do filtro de saída	$L = 1$ mH
Capacitância do filtro de saída	$C = 25$ μ F
Tensão contínua de entrada	$V_B = 200$ V
Tensão de referência	$r = 110$ V _{RMS} , $f = 60$ Hz
Carga resistiva nominal	$R = 12$ Ω (1 kVA)
Fator de crista da carga não-linear	$FC \cong 3$
Frequência de amostragem	$f_s = 10,8$ kHz

Tabela II
Parâmetros do controlador.

Controlador PD- <i>feedforward</i> preditivo	$k_1 = 0,1033$
	$k_2 = -0,2523$
Controlador repetitivo	$c_r = 0,25$
	$q_r = 0,98$
	$d = 3$
	$\delta_{rst} = 20$
	$e_{\max} = 100$

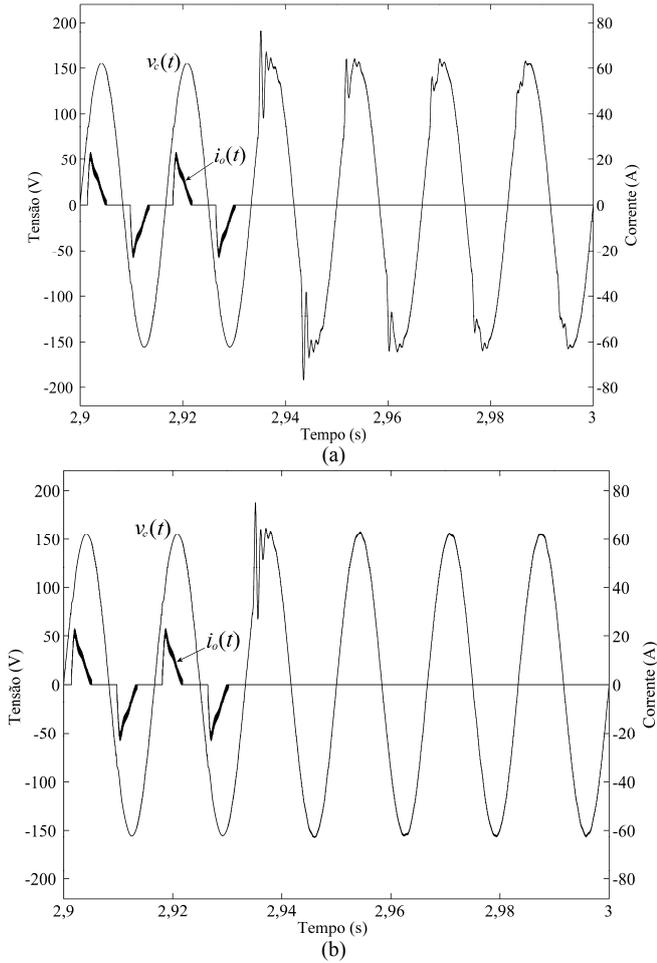


Fig. 3. Resposta transitória do controlador repetitivo convencional ao remover uma carga do tipo retificador. (a) Sem reinicialização da ação repetitiva. (b) Com reinicialização da ação repetitiva.

IV. CONTROLADOR REPETITIVO COM REINICIALIZAÇÃO

O controlador repetitivo proposto em [26] utiliza o seguinte algoritmo para reinicialização da ação repetitiva:

$$\begin{cases} \text{se } (\delta_e(k) > \delta_{rst} \text{ ou } |e(k)| > e_{\max}), \\ \text{então } \begin{cases} u_{rp}(k) = 0 \\ u_{rp}(k+1) = 0 \\ \vdots \\ u_{rp}(k+n) = 0 \end{cases}; \\ \text{senão } u_{rp}(k) = c_r e(k+d-n) + q_r u_{rp}(k-n). \end{cases} \quad (9)$$

onde δ_{rst} e e_{\max} são parâmetros de projeto e:

$$\delta_e(k) = |e(k)| - |e(k-n)|. \quad (10)$$

O algoritmo é baseado no princípio que o erro de saída gradualmente converge para zero quando o inversor PWM é submetido a uma operação periódica. Dessa forma, o valor

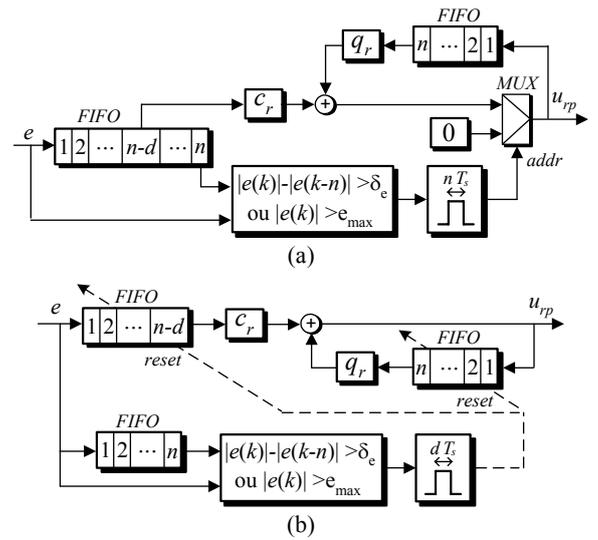


Fig. 4. Estrutura de implementação da lei de controle repetitiva com reinicialização. (a) Algoritmo apresentado em (9). (b) Representação equivalente do mesmo algoritmo.

absoluto do erro de saída atual tende a ser menor que o valor absoluto do erro no mesmo ponto do ciclo anterior do sinal de referência ($\delta_e(k) < 0$). Por outro lado, ao ocorrer um distúrbio não-periódico, o valor absoluto do erro de saída no ponto em que ocorrer o distúrbio tende a ser maior que o valor absoluto do erro no mesmo ponto do ciclo anterior ($\delta_e(k) > 0$). Assim, usando somente a informação de $\delta_e(k)$ consegue-se identificar a ocorrência de um distúrbio não-periódico no sistema.

A representação em diagrama de blocos do algoritmo (9) é mostrada na Fig. 4(a). Nesta figura, o bloco MUX representa um multiplexador com duas entradas, cuja entrada *addr* representa o endereço da entrada conectada à saída. Os blocos FIFO (*First-In First-Out*) representam memórias do tipo primeiro a entrar, primeiro a sair, onde as respectivas quantidades de posições de armazenamento estão representadas na figura. É importante destacar que um novo valor é armazenado nas memórias FIFO a cada intervalo de amostragem. Quando a condição de reinicialização é satisfeita, a saída u_{rp} é zerada por n amostras.

A. Análise da estabilidade

Com o intuito de analisar a estabilidade do sistema em malha fechada, a Fig. 4(b) mostra uma representação equivalente do algoritmo (9) baseada na reinicialização dos estados internos da função de transferência $G_{rp}(z)$. Para que essa representação seja equivalente, ao ocorrer a condição de reinicialização, todas as posições de memória dos *buffers* circulares devem ser zeradas durante d amostras consecutivas. Dessa forma, é possível analisar sua estabilidade aplicando os conceitos empregados nas análises de outros controladores com reinicialização [29]–[34].

A estabilidade UBIBS (*Uniform Bounded Input Bounded State*) é dada por [35]:

Definição 1:

Um sistema é dito uniformemente de estados limitados para saídas limitadas (UBIBS) se para cada valor $R > 0$ existe um $S > 0$ tal que para cada condição inicial \mathbf{x}_0 e cada seqüência

limitada de entrada $u = \{u_0, u_1, \dots\}$ tem-se que:
 se $|x_0| \leq R$, $|r| \leq R$ e $|w| \leq R$ então $|\phi(k, x_0, r, w)| \leq S$ para todo $k \in \mathbb{N}$.

Para garantir tal condição, deve assumir as seguintes hipóteses para o controlador repetitivo com reinicialização:

- i. O sistema linear base, que é definido pelo sistema em malha fechada descrito em (4), é globalmente assintoticamente estável;
- ii. O sistema continuamente reinicializável, que é definido pelo sistema em malha fechada descrito em (4) para $G_{rp}(z) = 0$, é globalmente assintoticamente estável;
- iii. A função de transferência $[G_c(z)+G_{rp}(z)]G_p(z)$ é completamente controlável e observável, ou seja, não há cancelamento de pólos e zeros entre os controladores e a planta;
- iv. A ação de controle não satura;
- v. A referência r e o distúrbio w têm amplitudes limitadas, ou seja:

$$|r(k)| < \rho_r < \infty, \quad |w(k)| < \rho_w < \infty, \quad k \in \mathbb{N}$$

A análise formal de estabilidade do controlador repetitivo com reinicialização apresentado em (9) segue os mesmos princípios da análise mostrada em [31] para os controladores com reinicialização no cruzamento do erro por zero. Para este controlador a estabilidade UBIBS é provada com base na definição uma superfície de reinicialização e de condições que garantem que o sistema é quadraticamente estável (H_B -condition). Para tanto, é escolhida uma candidata a função de Lyapunov quadrática e é provado que a mesma é limitada.

A prova da estabilidade do controlador repetitivo com reinicialização apresentado em (9) é obtida a partir da descrição do sistema na forma de variáveis de estado. A prova matemática é extensa e está fora do escopo deste artigo. Uma análise qualitativa da mesma é descrita a seguir, onde se considera as três situações distintas de atuação do controlador:

- i. Caso a condição de reinicialização nunca seja satisfeita, a estabilidade é assegurada, uma vez que o sistema em malha fechada passa a ser representado pelo sistema linear base que é estável (hipótese i);
- ii. Caso a condição de reinicialização seja sempre satisfeita em um intervalo menor que n amostras, o sistema em malha fechada é estável, pois o mesmo passa a ser representado pelo sistema continuamente reinicializado que é estável (hipótese ii);
- iii. Caso a condição de reinicialização seja satisfeita em intervalos maiores que n amostras, o sistema ora é descrito pelo sistema linear base e ora pelo sistema continuamente reinicializado. Sendo estes sistemas estáveis (hipóteses i e ii), a energia do sistema tende a ser limitada mesmo para distúrbios não-periódicos. Contudo, caso a energia de algum dos estados do sistema tenda a aumentar, a saída do sistema também aumentará indefinidamente, pois $[G_c(z)+G_{rp}(z)]G_p(z)$ é completamente observável (hipótese iii) e não há saturação da ação de controle (hipótese iv). Como resultado, dado que r é limitada (hipótese v), garante-se que a condição de reinicialização do

controlador repetitivo será sempre satisfeita devido à restrição $|e(k)| > e_{\max}$ imposta em (9). Após a reinicialização, a norma das variáveis de estado associados a $G_{rp}(z)$ é reduzida a zero, e a norma da variáveis de estado associadas a $G_c(z)$ e $G_p(z)$ tende a se reduzir após a reinicialização pois o sistema linear base é globalmente assintoticamente estável (hipótese i). Ou seja, o sistema é UBIBS.

Destaca-se que é possível se obter um sistema de controle repetitivo com reinicialização estável mesmo se projetando um compensador $G_{rp}(z)$ que resulte em um sistema linear base instável em malha fechada. A Seção IV.B apresenta um exemplo ilustrando tal situação. Neste caso, apesar da estabilidade ser garantida, observa-se uma degradação significativa do desempenho do sistema.

B. Metodologia de projeto

O projeto do controlador com reinicialização apresentado em (9) consiste na determinação dos valores para δ_{rst} e e_{\max} . Estes parâmetros devem ser criteriosamente projetados para que haja melhoria no desempenho transitório sem penalização do comportamento em regime permanente.

A ação repetitiva tem o propósito de fazer com que o erro de saída convirja gradualmente para zero quando o inversor PWM é submetido a uma operação periódica. Logo, o parâmetro δ_{rst} deve ser projetado para garantir que a ação de controle repetitiva não seja reinicializada durante o período de convergência do erro de saída e , em regime permanente, por pequenas mudanças de carga, erros provocados pela modulação e quantização do conversor A/D e por ruídos de medição. Por outro lado, ao ocorrer um distúrbio não-periódico, o valor absoluto do erro de saída, no ponto em que ocorrer o distúrbio, será maior que o valor absoluto do erro no mesmo ponto do ciclo anterior. Dessa forma, para que ocorra a reinicialização do controlador repetitivo na ocorrência de distúrbios não-periódicos significativos, o parâmetro δ_{rst} deve ser menor que o valor de $\delta_e(k)$ no ponto que ocorrer tais distúrbios.

Logo, chega-se a seguinte condição para o projeto de δ_{rst} :

$$\delta_{ss} < \delta_{rst} < \delta_{tr} \quad (11)$$

onde δ_{ss} é o valor máximo de $\delta_e(k)$ durante a convergência do erro de saída e em regime permanente, e δ_{tr} é o valor de pico máximo para $\delta_e(k)$, em regime transitório, para a menor mudança de carga que deseja-se reinicializar. É importante destacar que δ_{ss} , δ_{tr} e δ_{rst} são sempre valores positivos.

Para exemplificar, o projeto deste parâmetro é realizado para o inversor PWM descrito na Tabela I, cujos parâmetros da lei de controle estão apresentados na Tabela II. Um conjunto de simulações foi efetuado para o projeto de δ_{rst} .

A Fig. 5 mostra a forma de onda de $\delta_e(k)$ na partida do inversor PWM, para diferentes tipos de carga: a vazio, carga nominal, triac (com disparo em $90^\circ/270^\circ$) em série com carga resistiva nominal, e retificador não controlado com corrente de entrada com fator de crista igual a 3. Observa-se que o valor máximo de $\delta_e(k)$ durante o período de convergência do erro de saída e em regime permanente é de 9,2 V para a carga não linear (Fig. 5(d)). Logo, δ_{rst} deve ser maior que 9,2 V ($\delta_{ss} = 9,2$ V) para garantir que não haja reinicialização do

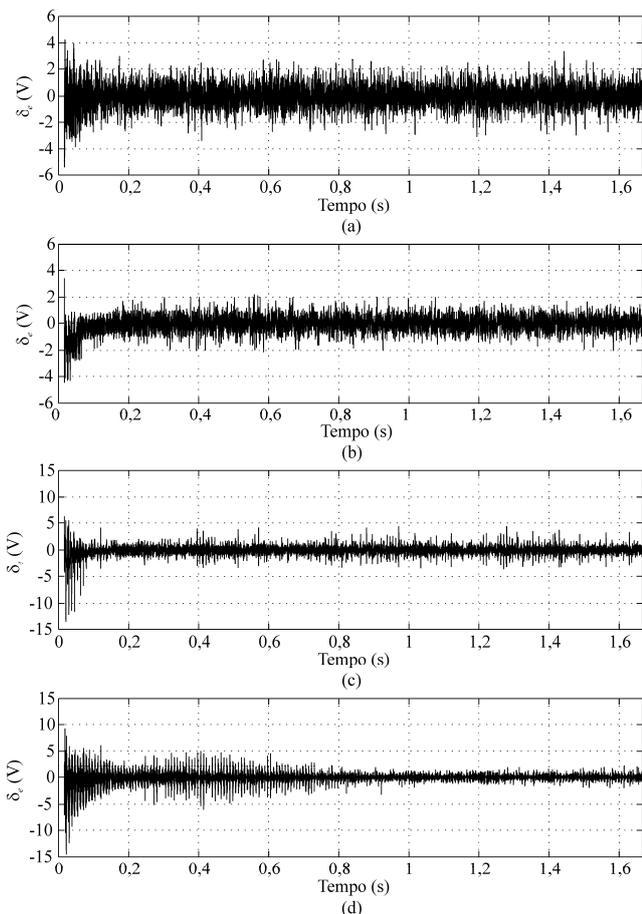


Fig. 5. Parâmetro $\delta_e(k)$ durante o período de convergência do erro de saída e em regime permanente. (a) Operação a vazio. (b) Carga nominal. (c) Triac, com ângulo de disparo de 90° , em série com carga resistiva nominal. (d) Retificador não controlado.

controlador repetitivo durante o período de convergência do erro de saída para diferentes condições de carga.

A Fig. 6 apresenta a forma de onda de $\delta_e(k)$ para diferentes distúrbios não-periódicos: degrau de carga, no pico da tensão de saída, de operação a vazio para plena carga, degrau de plena carga para operação a vazio, e retirada de uma carga não linear do tipo retificador. É possível verificar que, no instante da ocorrência do distúrbio, o valor de $\delta_e(k)$ cresce significativamente, aumentando pelo menos até 55 V para os três casos analisados. Assim, δ_{rst} deve ser menor que 55 V ($\delta_{tr} = 55$ V) para garantir que o controlador repetitivo reinicialize na ocorrência deste distúrbio não periódico.

O parâmetro δ_{rst} pode então assumir uma ampla faixa de valores ($9,2 < \delta_{rst} < 55$). Quanto mais próximos de δ_{ss} forem os valores δ_{rst} , mais sensível torna-se o controlador repetitivo para a reinicialização com distúrbios menos severos. Por este motivo, optou-se empiricamente por $\delta_{rst} = 20$ V.

O parâmetro e_{max} não deve ser empregado para a reinicialização em condições normais de operação. Esta condição foi incluída somente para casos extremos, em que o valor de uma variável interna tende a divergir lentamente. Logo, este parâmetro deve possuir um valor elevado, sendo utilizado um valor maior que o máximo possível de $\delta_e(k)$ em regime transitório, garantindo que esta forma de reinicialização ocorra em condições normais de operação (sistema estável). Analisando-se os resultados mostrados na

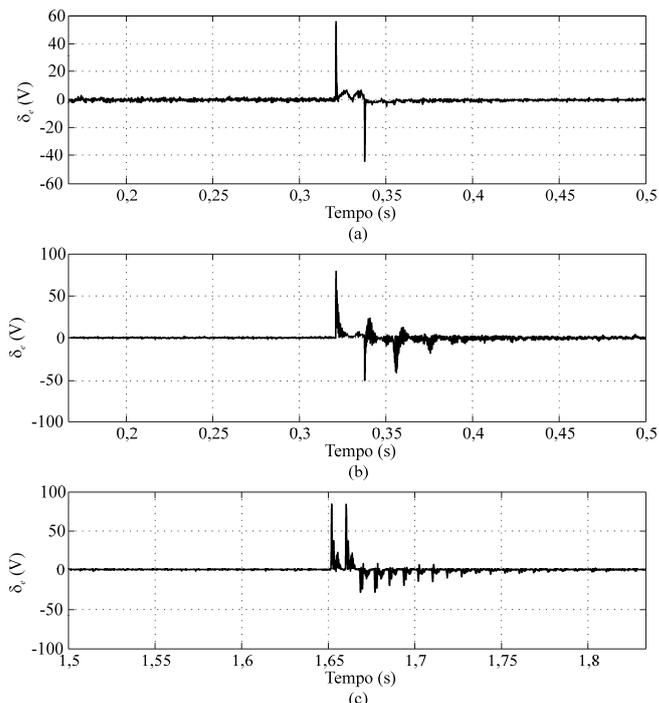


Fig. 6. Parâmetro $\delta_e(k)$ na ocorrência de um distúrbio não-periódico. (a) Degrau de carga: operação a vazio para plena carga. (b) Degrau de carga: plena carga para operação a vazio. (c) Remoção de uma carga do tipo retificador.

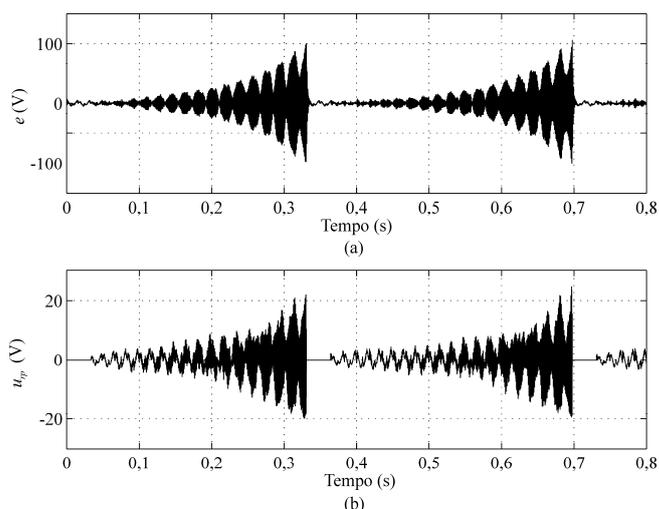


Fig. 7. Reinicialização do controlador repetitivo quando o sistema linear base é instável ($c_r = 0,45$). (a) Erro de saída. (b) Ação de controle repetitiva.

Fig. 6, observa-se que o máximo obtido para $\delta_e(k)$ é 85 V, que ocorre na remoção de uma carga não linear do tipo retificador (Fig. 6(c)). Para os parâmetros utilizados, optou-se empiricamente por $e_{max} = 100$.

Para ilustrar esta situação, a Fig. 7 mostra o comportamento do inversor operando a vazio e aumentando o ganho do controlador repetitivo para 0,45. Como este ganho é superior ao valor máximo que garante a operação estável do sistema linear base, descrito em (4), o erro de saída aumenta lentamente, como mostrado na Fig. 7(a), sem causar a reinicialização do controlador repetitivo. Porém, quando o valor absoluto do erro atinge e_{max} , o controlador repetitivo é reinicializado, como apresentado na Fig. 7(b), e o

sistema mantém-se estável. Contudo, o desempenho não é satisfatório e, portanto, o projeto do controlador repetitivo deve ser corretamente realizado para evitar essa condição de operação indesejável.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo de um inversor PWM monofásico em ponte completa foi construído em laboratório para analisar a resposta transitória do sistema em malha fechada com um controlador repetitivo. O controlador foi implementado em linguagem de baixo nível (*assembly*) com um microcontrolador de 8 bits (PIC17C756 da Microchip Technology Inc. [36]), que possui internamente um conversor analógico-digital de 10 bits e um gerador de sinais PWM. O período de amostragem e dos sinais PWM foi definido em 92,6 μ s, garantindo uma resolução de 8 bits para os sinais PWM. Por outro lado, o tempo total para a aquisição da tensão de saída e para a execução de todo algoritmo de controle foi 65 μ s. Além dessas características, esse microcontrolador possui uma memória de dados com 902 palavras de 8 bits, tornando possível o armazenamento dos vetores do erro da tensão de saída e da ação de controle repetitiva em todas as amostras de um ciclo do sinal de referência, que são informações necessárias para a implementação do algoritmo (9).

Os parâmetros do inversor PWM monofásico são dados na Tabela I e os parâmetros do controlador são mostrados na Tabela II. Os ganhos do controlador PD-*feedforward* preditivo (k_1 e k_2) foram calculados para alocar os dois pólos dominantes do sistema em malha fechada [10], tal que, neste caso, o coeficiente de amortecimento seja igual a 0,4 e a banda passante do sistema em malha fechada seja 10% maior que a frequência natural do filtro de saída. Por outro lado, os parâmetros do controlador repetitivo foram determinados para apresentar uma rápida convergência do erro de saída para distúrbios periódicos e uma excelente resposta em regime permanente [9]. Obteve-se, em regime permanente, uma forma de onda da tensão de saída com THD=1,25% para uma carga do tipo retificador não controlado com um fator de crista de corrente em torno de 3.

A Fig. 8 apresenta a resposta transitória do controlador repetitivo convencional sob uma mudança súbita de operação a vazio para plena carga. Observa-se que ocorre uma significativa distorção na tensão de saída no instante do distúrbio, devido à elevada derivada de corrente no indutor de filtro. Além disso, como o controlador repetitivo tenta compensar este distúrbio nos ciclos posteriores, a forma de onda da tensão de saída também fica distorcida nos ciclos subsequentes ao distúrbio não periódico. Por outro lado, a Fig. 9 mostra o desempenho dinâmico do controlador repetitivo com reinicialização, sob o mesmo degrau de carga. Depois de identificada a ocorrência do distúrbio não-periódico, a ação de controle repetitiva é reinicializada por um período da tensão de referência. Assim, a ação de controle repetitiva não tenta compensar um distúrbio periódico inexistente, melhorando a resposta transitória do sistema, como ilustrado na Fig. 9.

Pode-se observar tanto na Fig. 8 quanto na Fig. 9 que ainda existe um tempo de convergência, após ocorrer a nova

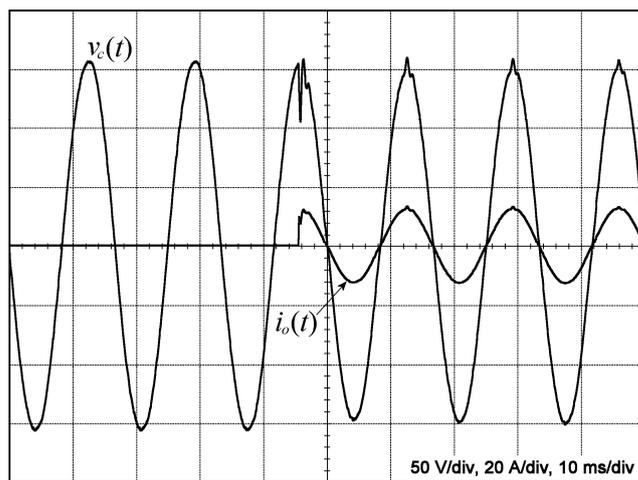


Fig. 8. Resultado experimental: Resposta transitória do controlador repetitivo convencional sob uma grande mudança de carga: operação a vazio para plena carga.

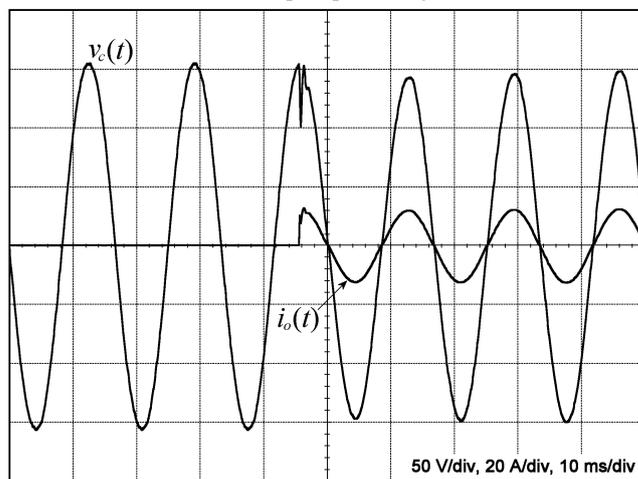


Fig. 9. Resultado experimental: Resposta transitória do controlador repetitivo com reinicialização sob uma grande mudança de carga: operação a vazio para plena carga.

situação de carga, para compensar as quedas de tensão nas resistências-série equivalentes. Contudo, trata-se de um erro em regime transitório e seus valores estão dentro dos limites estabelecidos para a classe 1 da norma IEC 62040-3 [1]. Uma alternativa que pode reduzir significativamente esse tempo de convergência é: após a identificação de um grande acréscimo de carga, reinicializar-se a ação de controle repetitiva com valores iniciais diferentes de zero, que poderiam ser obtidos *a priori* na operação em regime permanente da carga desejada. Esse vetor de condições iniciais deve ser preferencialmente obtido a partir do protótipo implementado, para compensar adequadamente as quedas de tensão da planta real.

Por outro lado, usando apenas condições iniciais iguais à zero, esse novo algoritmo de controle repetitivo apresenta boas respostas transitórias para grandes decréscimos de carga e ao remover cargas não-lineares cíclicas. A Fig. 10 mostra a resposta transitória do controlador repetitivo convencional e a Fig. 11 apresenta o desempenho dinâmico do controlador repetitivo com algoritmo de reinicialização ao desconectar um retificador com fator de crista de corrente em torno de 3 da saída do inversor PWM. Novamente, a ocorrência do

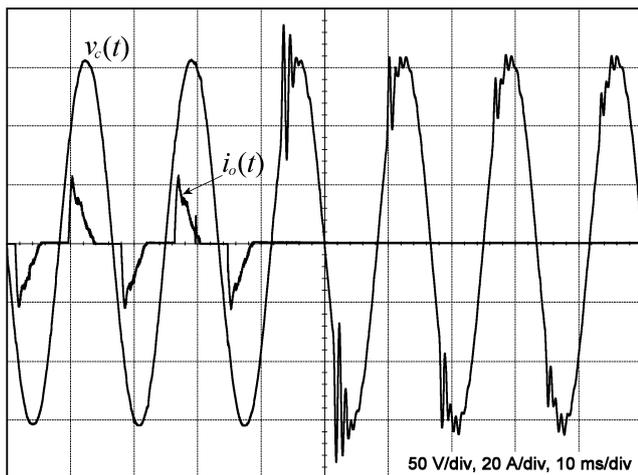


Fig. 10. Resultado experimental: Resposta transitória do controlador repetitivo convencional após remover uma carga do tipo retificador.

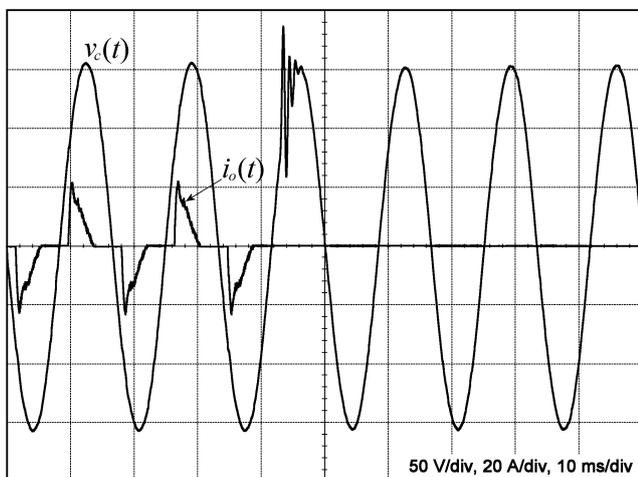


Fig. 11. Resultado experimental: Resposta transitória do controlador repetitivo com reinicialização após remover uma carga do tipo retificador.

distúrbio não-periódico é corretamente identificada e, em seguida, a ação de controle repetitiva é reinicializada, melhorando expressivamente o desempenho dinâmico, como mostrado na Fig. 11.

VI. CONCLUSÕES

Embora um inversor PWM monofásico com controlador repetitivo apresente um bom desempenho em regime permanente quando o sinal de referência e os distúrbios são periódicos, sabe-se que o mesmo tem uma resposta transitória insatisfatória sob distúrbios não-periódicos. Assim, este artigo apresentou a análise e o projeto de controladores repetitivos com reinicialização para melhorar a resposta transitória de inversores PWM sob distúrbios não-periódicos. A análise da estabilidade incluída no artigo não somente mostrou que o sistema em malha fechada é estável, como também garante que a reinicialização do controlador repetitivo aumenta a robustez do sistema. Diferentes perfis de carga foram analisados para realizar o projeto criterioso do algoritmo de reinicialização. É importante destacar que o conhecimento das cargas aplicadas no sistema é de extrema importância para o

correto projeto dos parâmetros do algoritmo de reinicialização. Resultados experimentais mostram que o algoritmo de reinicialização do controlador repetitivo melhora significativamente o desempenho dinâmico de inversores PWM sob distúrbios não-periódicos, adicionando pouca complexidade ao sistema de controle e alcançando um tempo de resposta menor que meio-ciclo da tensão de referência.

Embora o algoritmo de reinicialização do controlador repetitivo tenha sido aqui aplicado a um inversor PWM monofásico, o mesmo também pode ser usado em outros sistemas que também sejam submetidos a distúrbios não-periódicos, além dos sinais e distúrbios periódicos usualmente presentes. Além disso, o algoritmo de reinicialização analisado independe da lei de controle de ação instantânea, portanto, outros controladores podem ser usados operando em sinergismo com o controlador repetitivo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] IEC 62040-3, *Uninterruptible power systems (ups) – part 3: method of specifying the performance and test requirements*, 1999.
- [2] M. A. Boost, P. D. Ziogas, “Towards a zero-output impedance ups system”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 25, no. 3, pp. 408-418, Mai./Jun. 1989.
- [3] P. Mattavelli, “An improved deadbeat control for ups using disturbance observers”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 52, no. 1, pp. 206-212, Fev. 2005.
- [4] M. J. Ryan, W. E. Brumsickle, R. D. Lorenz, “Control topology options for single-phase ups inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 33, no. 2, pp. 493-501, Mar./Abr. 1997.
- [5] O. Kukrer, H. Komurcugil, “Deadbeat control method for single-phase ups inverters with compensation of computation delay”, *IEE Proc.-Elect. Power Applicat.*, vol. 146, no. 1, pp. 123-128, Jan. 1999.
- [6] T. Haneyoshi, A. Kawamura, R. G. Hoft, “Waveform compensation of pwm inverter with cyclic fluctuating loads”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 24, no. 4, pp. 582-588, Jul./Ago. 1988.
- [7] K. Zhang, Y. Kang, J. Xiong, J. Chen, “Direct repetitive control of spwm inverter for ups purpose”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 784-792, Mai. 2003.
- [8] C. Rech, H. Pinheiro, H. A. Gründling, H. L. Hey, J. R. Pinheiro, “Comparison of digital control techniques with repetitive integral action for low cost pwm inverters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 1, pp. 401-410, Jan. 2003.
- [9] ___, “A modified discrete control law for ups applications”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 5, pp. 1138-1145, Set. 2003.
- [10] ___, “Analysis and design of a repetitive predictive-pid controller for pwm inverters”, in *IEEE PESC’01*, pp. 986-991, 2001.
- [11] L. Michels, H. A. Gründling, “Procedimento de projeto de controladores repetitivos para o estágio de saída de fontes ininterruptas de energia”, *Eletrônica de Potência*, vol. 10, no. 1, p. 39-50, Jun. 2005.

- [12] F. Botterón, H. Pinheiro, “Controlador discreto de alto desempenho com base num modelo interno em eixos síncronos para ups trifásica que satisfaz a norma iec62040-3”, *Eletrônica de Potência*, vol. 11, no. 2, p. 135-147, Jul. 2006.
- [13] K. Zhou, K.-S. Low, D. Wang, F.-L. Luo, B. Zhang, Y. Wang, “Zero-phase odd-harmonic repetitive controller for a single-phase pwm inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 1, pp. 193-201, Jan. 2006.
- [14] G. Escobar, P. R. Martinez, J. Leyva-Ramos, P. Mattavelli, “A negative feedback repetitive control scheme for harmonic compensation”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1383-1386, Jun. 2006.
- [15] A. García-Cerrada, O. Pinzón-Ardila, V. Feliu-Battle, P. Roncero-Sánchez, P. García-Gonzalez, “Application of a repetitive controller for a three-phase active power filter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 237-246, Jan. 2007.
- [16] G. Escobar, A. A. Valdez, J. Leyva-Ramos, P. Mattavelli, “Repetitive-based controller for a ups inverter to compensate unbalance and harmonic distortion,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 504-510, Fev. 2007.
- [17] R. Grinó, R. Cardoner, R. Costa-Castelló, E. Fossas, “Digital repetitive control of a three-phase four-wire shunt active filter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 3, pp. 1495-1503, Jun. 2007.
- [18] S. Bolognani, L. Peretti, M. Zigliotto, “Repetitive-control-based self-commissioning procedure for inverter nonidealities compensation”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 43, no. 5, pp. 1587-1596, Set./Out. 2008.
- [19] S. Chen, Y. M. Lai, S.-C. Tan, C. K. Tse, “Analysis and design of repetitive controller for harmonic elimination in pwm voltage source inverter systems”, *IET Power Electron.*, vol. 1, no. 4, pp. 497-506, Dez. 2008.
- [20] L. Michels, M. Stefanello, H. A. Gründling, “Controlador repetitivo para inversores PWM com referência de frequência variável”, *Revista Controle & Automação*, vol. 20, no. 3, p. 394-404, Jul./Set. 2009.
- [21] F. P. Marafão, P. Mattavelli, S. Buso, S. M. Deckmann, “Repetitive-based control for selective active filters using discrete cosine transform”, *Eletrônica de Potência*, vol. 9, no. 1, p. 29-36, Jun. 2004.
- [22] S. Hara, Y. Yamamoto, T. Omata, M. Nakano, “Repetitive control system: A new type servo system for periodic exogenous signals”, *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 33, no. 7, pp. 659-667, Jul. 1988.
- [23] M. Tomizuka, T.-C. Tsao, K.-K. Chew, “Analysis and synthesis of discrete-time repetitive controllers,” *Trans. ASME: J. Dyn. Syst., Meas. Contr.*, vol. 111, pp. 353-358, Set. 1989.
- [24] C. Kempf, W. Messner, M. Tomizuka, R. Horowitz, “Comparison of four discrete-time repetitive control algorithms”, *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 13, no. 6, pp. 48-54, Dez. 1993.
- [25] B. A. Francis, W. M. Wonham, “The internal model principle of control theory,” *IFAC Automatica*, vol. 12, no. 5, pp. 457-465, Mai. 1976.
- [26] C. Rech, H. L. Hey, H. A. Gründling, H. Pinheiro, J. R. Pinheiro, “An algorithm for improving the transient response of repetitive controlled pwm inverters under non-periodic disturbances”, in 7º COBEP, pp. 739-744, Fortaleza, 2003.
- [27] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. New York, NY: Springer, pp. 187-258, 2001.
- [28] K. J. Astrom, B. Wittenmark, *Computer-controlled systems: theory and design*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, pp. 30-67, 1997.
- [29] J. C. Clegg, “A nonlinear integrator for servomechanisms”, *Trans. AIEE, Part II, Appl. Ind.*, vol. 77, pp. 41-42, 1958.
- [30] H. Hu, Y. Zheng, Y. Chait, C.V. Hollot, “On the zero-input stability of control systems with clegg integrator”, in IEEE ACC, pp. 408-410, 1997.
- [31] O. Beker, C. Hollot, Y. Chait, H. Han, “Fundamental properties of reset control systems,” *IFAC Automatica*, vol. 40, no. 6, pp. 905-915, Jun. 2004.
- [32] L. Zhou, M. M. Khan, G. Yao, F. Ji, D. Xie, C. Chen, J. Shu, “On using resetting integrator in current control loop for active power filter”, in IEEE IPEC’05, pp. 1-5, 2005.
- [33] D. Wu, G. Guo, Y. Wang, “Reset integral-derivative control for hdd servo systems”, *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, vol. 15, no. 1, pp. 161-167, Jan 2007.
- [34] J. Carrasco, A. Baños, A. Barreiro, “Stability of reset control systems with inputs”, in IEEE MED’08, pp. 1496-1501, 2008.
- [35] A. Bacciotti, A. Biglio, “Some remarks about stability of nonlinear discrete-time control systems”, *Nonlin. Diff. Eq. Applicat.*, vol. 8, no. 4, pp. 425-438, Nov. 2001.
- [36] Microchip Technology Inc., *Pic17c75x high-performance 8-bit cmos eprom microcontrollers*, Literature Number 30264A, 1997.

DADOS BIOGRÁFICOS

Cassiano Rech nasceu em Carazinho, Rio Grande do Sul, Brasil, em 1977. Formou-se em Engenharia Elétrica e obteve os títulos de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria, Rio Grande do Sul, Brasil, em 1999, 2001 e 2005, respectivamente. De 2005 a 2007, atuou como professor da Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul (UNIJUI). De 2008 a 2009, atuou como professor da Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC). Desde 2009 é professor da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), onde atua junto ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC).

Suas áreas de interesse incluem modelagem e controle de conversores estáticos de potência, fontes ininterruptas de energia e conversores multiníveis. Atualmente, é membro da SOBRAEP e IEEE-PELS.

Leandro Michels nasceu em Não-Me-Toque, RS, Brasil, em 1979. Formou-se em Engenharia Elétrica e obteve o título Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria, Rio Grande do Sul, Brasil, em 2002 e 2006, respectivamente. Realizou estágio de Pós-Doutorado na mesma instituição em 2007. De 2008 a 2009, atuou como professor da Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC). Desde 2009 é professor da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), onde atua junto ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC).

Suas áreas de interesse são: técnicas de controle digital aplicadas a conversores estáticos, fontes ininterruptas de energia, fonte ca de potência e controle digital aplicado. Atualmente é membro da SBA e SOBRAEP.

José Renes Pinheiro nasceu em Santa Maria, RS, Brasil, em 1958. Recebeu o grau de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, e os graus de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC,

Brasil, em 1981, 1984, e 1994, respectivamente. Atualmente, o Dr. Pinheiro é Professor Titular do Departamento de Eletrônica e Computação da Universidade Federal de Santa Maria, onde atua desde 1985. Em 1987, foi um dos fundadores e atualmente é coordenador do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Foi o coordenador de Programa Técnico do Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), em 1999, e do Seminário de Eletrônica de Potência e Controle (SEPOC), em 2000. Em 2001 e 2002, ele realizou Pós-doutorado na área de Sistemas Distribuídos de Energia, no Center for Power Electronics Systems (CPES), da Virginia Polytechnic Institute and State University (Virginia Tech), Blacksburg, USA. Suas principais linhas de pesquisas incluem Sistemas Híbridos de conversão estática de energia, Sistemas de alimentação de alta frequência, Técnicas de compensação e correção do fator de potência, modelagem e controle de conversores estáticos. Dr. Pinheiro é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, da Sociedade Brasileira de Automática, e de Sociedades da IEEE.