

# PROCEDIMENTO DE PROJETO DE CONTROLADORES REPETITIVOS PARA O ESTÁGIO DE SAÍDA DE FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA

Leandro Michels e Hilton A. Gründling

Universidade Federal de Santa Maria

Grupo de Eletrônica e Potência e Controle – GEPOC

Av. Roraima, s/n, Campus Universitário, Camobi

97105-900, Santa Maria, RS, Brasil

e-mail: michels@ieee.org, ghilton@ctlab.ufsm.br - <http://www.ufsm.br/gepoc>

**Resumo** - Este artigo apresenta um procedimento de projeto de controladores repetitivos em tempo discreto para inversores PWM monofásicos para aplicações em fontes ininterruptas de energia (UPS). O procedimento de projeto proposto é focado para uma classe de controladores repetitivos de estrutura simples, que são os mais frequentemente empregados para a aplicação em questão. O princípio de funcionamento dos controladores repetitivos é discutido em detalhes, assim como as etapas de projeto para obtenção de um controlador estável em malha fechada com rápida taxa de convergência e pequeno erro em regime permanente para várias condições de carga. Para ilustrar o procedimento de projeto proposto, são apresentados exemplos de projeto de controladores repetitivos usando no laço de realimentação instantânea uma lei de controle do tipo proporcional-derivativa com alimentação à frente (PD-feedforward). Adicionalmente, são apresentados resultados experimentais, obtidos em protótipo de 1kVA para diferentes condições de carga, com o propósito de validar o procedimento proposto.

**Palavras-Chave** – controle repetitivo, controle discreto, fontes ininterruptas de energia.

## DESIGN PROCEDURE OF REPETITIVE CONTROLLERS FOR THE OUTPUT STAGE OF UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIERS

**Abstract** – This paper presents a design procedure of discrete-time repetitive controllers for single-phase PWM inverters for UPS applications. The proposed design procedure is focused on a class of repetitive controllers with a simple structure, which are the most frequently employed in this application. The functioning principle of the repetitive controllers is discussed in detail, as well as the design steps to obtain a stable closed-loop controller with fast rate of convergence and small error in steady-state for several load conditions. To illustrate the proposed design procedure, some example of repetitive controllers have been presented using in the instantaneous feedback loop a PD-feedforward control

Artigo submetido em 5/2/2005. Revisão em 12/4/2005. Aceito sob recomendação do editor Prof. José Antenor Pomílio.

**law. Additionally, some experimental results obtained in a 1kVA setup for different load conditions have been presented in order to validate the proposed methodology.**

**Keywords** – repetitive control, discrete control, uninterruptible power suppliers.

## I. INTRODUÇÃO

As fontes ininterruptas de energia (UPS - *uninterruptible power suppliers*) de dupla conversão têm sido amplamente utilizadas para proteger cargas críticas ante a falhas e interrupções na alimentação de energia. Para tanto, exige-se que as UPS de dupla conversão garantam o fornecimento de tensões de saída com elevada qualidade, ou seja, com forma senoidal, amplitude regulada e apresentando baixas taxas de distorção harmônica total (THD - *total harmonic distortion*) [1],[2]. Para se atender a estas especificações, normalmente são empregados inversores de tensão com modulação por largura de pulso (PWM - *pulse-width modulation*), pois estes apresentam elevada eficiência e confiabilidade, além de possibilitarem a obtenção de tensões de saída com reduzidas THD utilizando filtros de saída de tamanho e custos reduzidos. A resposta em frequência dos inversores PWM normalmente apresenta uma significativa banda-passante, o que possibilita ser agregado ao inversor um circuito de realimentação para se garantir uma saída regulada e com rápida resposta transitória a distúrbios. Entretanto, as leis de controle usuais, que empregam laços de realimentação instantânea, apresentam desempenho insatisfatório quando a saída do inversor é conectada a cargas não-lineares com comportamento cíclico, tais como retificadores não-controlados e semicontrolados. Em muitos casos, não é possível se projetar um controlador que atenda às normas internacionais de THD < 8% para cargas cíclicas [2], mesmo utilizando um filtro de saída que apresente baixa THD para cargas lineares. A solução mais usual é a de se projetar novamente o filtro de saída e a lei de controle para se reduzir a impedância de saída, o que implica em se redimensionar todo o inversor, cujas principais desvantagens são a elevação do custo, do peso e do volume do mesmo. Uma outra solução, mais simples e de menor custo é a utilização de controladores repetitivos para auxiliar os controladores instantâneos na rejeição de distúrbios periódicos [3],[4]. Para a maioria dos casos, o uso destes controladores possibilita uma suficiente redução na THD para distúrbios periódicos sem a necessidade de alterações no projeto inicial do filtro de

saída. Apesar desta última alternativa empregar uma lei de controle um pouco mais complexa, se observa que a implementação digital dos controladores repetitivos pode ser realizada, na maioria dos casos, com o mesmo circuito eletrônico utilizado para os laços de controle de realimentação instantânea [5].

Diversos tipos de controladores repetitivos foram desenvolvidos [6]. Dentre os vários tipos se destacam para as aplicações em inversores de tensão PWM os controladores baseados no princípio do modelo interno [7], sobretudo o controlador repetitivo tipo filtro Q. Este algoritmo é a escolha preferencial para a aplicação em questão por ser implementado com um código de baixa complexidade, apresentar reduzido tempo de execução e por convergir rapidamente para a solução. Entretanto, embora os controladores repetitivos auxiliares para aplicações em inversores para UPS serem bem conhecidos e utilizados [5],[8]-[12], não existe na literatura um procedimento sistematizado e generalizado de projeto destes controladores.

Este artigo apresenta um procedimento de projeto para os controladores repetitivos discretos auxiliares do tipo filtro Q para inversores PWM utilizados no estágio de saída de UPS. A partir da análise de estabilidade, da rejeição a distúrbios periódicos e de convergência, é proposto um procedimento de projeto cujo propósito é o de se obter um controlador estável em malha fechada com um bom compromisso entre a taxa de convergência e resposta em regime permanente para os tipos de cargas mais usuais em UPS. O procedimento proposto pode ser empregado para projetar controladores repetitivos onde o filtro  $Q(z^{-1})$  possua resposta em frequência constante ou do tipo passa-baixas com deslocamento de fase nulo, e onde o filtro  $C(z^{-1})$  possa ser tanto de resposta finita ao impulso quanto de resposta infinita ao impulso (vide Figura 2.b). Nesta proposta também é apresentada, em detalhes, uma metodologia para escolha do parâmetro  $d$  nos controladores repetitivos em que  $C(z^{-1})=z^d$ . Esta estrutura é discutida com especial destaque por ser freqüentemente empregada nos controladores repetitivos para a aplicação em questão e por não existir na literatura um procedimento sistematizado de projeto para tal. Para validar o procedimento de projeto proposto, são apresentados exemplos empregando como lei de controle instantânea um PD-*feedforward*. Alguns resultados de simulação e experimentais são apresentados para mostrar o desempenho destes controladores diante de diferentes condições de carga.

O artigo está organizado como segue. A Seção II descreve a planta considerada. A Seção III apresenta a estrutura da lei de controle com realimentação instantânea juntamente com o controlador repetitivo. A Seção IV discute e analisa o controlador repetitivo com a estrutura apresentada na Seção III. A Seção V apresenta um procedimento de projeto para os controladores repetitivos. Na Seção VI é mostrado um exemplo de projeto, cujos resultados de simulação e experimentais são mostrados na Seção VII e VIII, respectivamente. Finalizando, a Seção IX apresenta as conclusões do trabalho.

## II. DESCRIÇÃO DA PLANTA

A estrutura do inversor de saída para aplicações em UPS é mostrado na Figura 1.a, onde o inversor de ponte completa, o

filtro LC de saída e a carga (representada pela impedância  $Z$ ) são a planta a ser controlada.

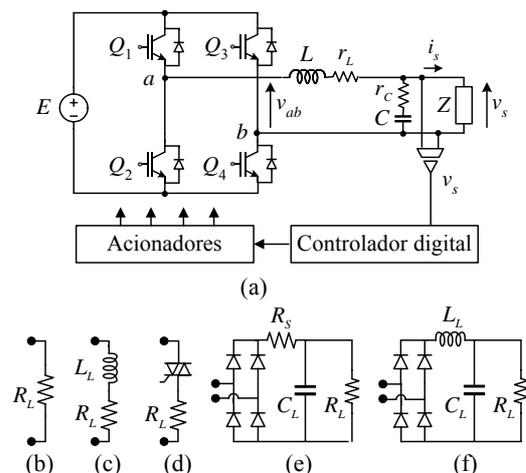


Fig. 1. Estágio de saída de uma UPS monofásica.  
(a) Circuito do inversor de tensão PWM.  
(b)-(f) Cargas típicas empregadas em UPS.

O modelo matemático do inversor é dependente da carga  $Z$  conectada na saída do inversor. Por esse motivo, vários modelos são empregados para descrever o inversor com as diferentes cargas apresentadas nas Figuras 1.b-f. Como hipótese para obtenção dos modelos, assume-se que o conversor é modulado por largura de pulso com uma frequência de comutação muito maior do que a frequência do sinal de referência e do que a frequência natural do filtro.

A partir da hipótese apresentada, pode-se descrever o modelo contínuo da planta para cargas lineares por:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{Z(s)(1+r_cCs)}{s^2X(s) + s(L+r_Lr_cC + Z(s)C(r_L+r_c)) + Z(s)+r_L}, \quad (1)$$

onde  $X(s) = LC(Z(s)+r_c)$ , sendo  $Z(s)$  a transformada de Laplace da impedância da carga  $Z$ ,  $r_L$  é a resistência do indutor,  $r_c$  a resistência série equivalente do capacitor e  $Y(s)$  e  $U(s)$  são as transformadas de Laplace da saída  $y(t) = v_s(t)$  e da entrada  $u(t) = v_{ab}(t)$ , respectivamente.

O comportamento da carga não-linear apresentada na Figura 1.d pode ser descrito por um modelo linear por partes, formado por dois modelos na forma mostrada (1). Em um destes modelos, considera-se que  $Z(s) = R_L$ , para representar o comportamento quando o tiristor está em acionado, e outro onde  $Z(s) = \infty$  quando o mesmo está desligado.

As cargas retificadas mostradas nas Figuras 1.e e 1.f podem ser também descritas por modelos lineares por partes dados por (1), sendo um deles correspondente aos intervalos onde os diodos não conduzem ( $Z(s) = \infty$ ) e o outro relacionado aos intervalos em que o retificador conduz, onde  $Z(s) = (R_L R_S C_L s + R_L + R_S) / (R_L C_L s + 1)$  para a carga da Figura 1.e. Entretanto, é possível se obter, neste caso, uma boa aproximação por um modelo linear para a planta. Analisando-se as cargas retificadas, se observa que  $C_L$  tem por objetivo a filtragem da tensão retificada pelos diodos, sendo, por isso, sua capacitância normalmente superior a cinquenta vezes o valor de  $C$ . Essa diferença de grandezas resulta em pólos cuja frequência é muito inferior à do filtro de saída e à do sinal de referência. Além disso, para se obter

uma boa regulação na tensão de saída do retificador, é necessário que a ponte a diodos somente conduza por dois curtos intervalos de tempo do período do sinal de referência. Por esse motivo, é possível se modelar estas cargas não-lineares como sendo distúrbios exógenos, como mostrado na Figura 2.a, onde  $d$  é a corrente  $i_s$  drenada pela carga não-linear,  $G_p(s)$  é a função de transferência dada por (1) para  $Z(s) = \infty$  e  $G_d(s)$  é a função de transferência  $Y(s)/I_s(s)$ , que é dada por:

$$G_d(s) = \frac{sL + r_L}{s^2LC + sC(r_L + r_c) + 1}. \quad (2)$$

A partir da análise efetuada, constatou-se ser suficiente a obtenção dos modelos do inversor para carga resistiva e sem carga. A partir de (1), chega-se a seguinte função de transferência contínua para a planta:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \left( \frac{R_L}{LC(R_L + r_c)} \right) \left( \frac{1 + r_cCs}{s^2 + 2\zeta_d\omega_d s + \omega_d^2} \right), \quad (3)$$

onde  $\zeta_d = [L + r_L r_c C + R_L C(r_L + r_c)] / \sqrt{LC(L + r_c)(R_L + r_L)}$  e  $\omega_d^2 = (R_L + r_L) / LC(R_L + r_c)$ .

O modelo em tempo discreto da planta é obtido a partir da discretização de (3), onde se assume que o inversor se comporta como um retentor de ordem zero (ZOH) e que a frequência de amostragem  $T$  é idêntica à frequência de comutação. Assim, chega-se a seguinte função de transferência em tempo discreto [13]:

$$G_p(z^{-1}) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}. \quad (4)$$

A mesma metodologia é utilizada para a obtenção de  $G_d(z^{-1})$ .

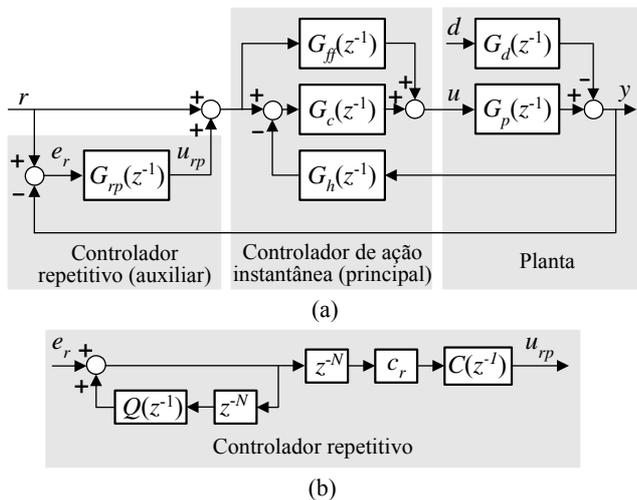


Fig. 2. (a) Diagrama em blocos da estrutura da planta com uma estrutura genérica para o controlador principal. (b) Diagrama em blocos da lei de controle repetitiva.

### III. ESTRUTURA DO CONTROLADOR COM LEI DE CONTROLE REPETITIVA AUXILIAR

A Figura 2.a apresenta o diagrama em blocos da planta, juntamente com o laço de controle com realimentação instantânea (controlador principal) e o controlador repetitivo. A estrutura do controlador principal foi escolhida para ser

genérica e possibilitar a análise de diferentes tipos de leis de controle, tais como a proporcional-integral-derivativa (PID), de tempo mínimo (*deadbeat*), modelo de referência, retroação de estados, entre outros, com e sem ações *feedforward*. A estrutura do controlador repetitivo utilizado está mostrada na Figura 2.b. Considera-se, nesta análise, a existência de dois controladores distintos operando consorciados para o controle do inversor, onde o controlador principal é usado para se obter uma forma de onda regulada e uma resposta transiente rápida para distúrbios na saída, enquanto que o controlador repetitivo é empregado para se obter melhorias na resposta em regime permanente para cargas cíclicas.

As funções de transferência em domínio discreto deste sistema em malha fechada entre a tensão de saída e a entrada do sinal de referência e entre a tensão de saída e os distúrbios na corrente de carga, são dados respectivamente por:

$$\frac{Y(z^{-1})}{R(z^{-1})} = \frac{1 - z^{-N} (Q(z^{-1}) - c_r C(z^{-1}))}{1 - z^{-N} H(z^{-1})} G_m(z^{-1}) \quad \text{e} \quad (5)$$

$$\frac{Y(z^{-1})}{D(z^{-1})} = -\frac{1 - Q(z^{-1})z^{-N}}{1 - z^{-N} H(z^{-1})} G_n(z^{-1}),$$

onde

$$G_m(z^{-1}) = \frac{G_p(z^{-1}) (G_{ff}(z^{-1}) + G_c(z^{-1}))}{1 + G_p(z^{-1}) G_c(z^{-1}) G_h(z^{-1})}, \quad (6)$$

$$G_n(z^{-1}) = \frac{G_d(z^{-1})}{1 - G_p(z^{-1}) G_c(z^{-1}) G_g(z^{-1})} \quad \text{e} \quad (7)$$

$$H(z^{-1}) = Q(z^{-1}) - c_r C(z^{-1}) G_m(z^{-1}), \quad (8)$$

sendo  $R(z^{-1})$ ,  $Y(z^{-1})$  e  $D(z^{-1})$  as transformadas  $z$  da referência, da saída da planta e entrada dos distúrbios exógenos na planta, respectivamente, e  $N$  a quantidade de amostras obtidas em cada período do sinal de referência.

### IV. CONTROLADORES REPETITIVOS AUXILIARES PARA APLICAÇÕES EM INVERSORES PARA UPS

Os controladores repetitivos do tipo filtro Q são baseados na teoria do modelo interno, que afirma que a saída da planta segue a referência sem erros em regime permanente se a transformada de Laplace (ou  $z$ , em domínio discreto) do sinal de referência está incluída na malha entre a entrada da referência e a saída da planta [7]. Os controladores repetitivos do tipo filtro Q empregam este princípio, através da inserção na malha de controle de um conjunto de geradores de sinais periódicos para compensação dos erros na saída da planta nas componentes harmônicas múltiplas da frequência do sinal de referência. Desta forma, o sistema em malha fechada com o controlador repetitivo tem um comportamento análogo de rejeição das componentes harmônicas múltiplas da fundamental a uma ação integral para rejeição de distúrbios contínuos [6].

A estrutura do controlador repetitivo é mostrada na Figura 2.b. Sua função de transferência é dada por:

$$\frac{U_{rp}(z^{-1})}{E_r(z^{-1})} = \frac{1}{1 - Q(z^{-1})z^{-N}} z^{-N} c_r C(z^{-1}), \quad (9)$$

onde  $Q(z^{-1})$  e  $C(z^{-1})$  são filtros e  $c_r$  é um ganho, os quais devem ser criteriosamente projetados. O controlador repetitivo consiste em um conjunto de integradores, descritos como  $1/(1-Q(z^{-1})z^{-N})$ , que integram os sinais de erro com intervalo de amostragem de um período do sinal de referência, operando em cascata com uma estrutura de atraso ( $z^{-N}$ ), com um ganho  $c_r$  e com o filtro  $C(z^{-1})$ . Os integradores podem ser analisados matematicamente como um conjunto de geradores de sinais periódicos que têm por função sintetizar a referência para compensar os distúrbios periódicos. Já o filtro  $C(z^{-1})$  é empregado para compensar os atrasos de fase entre os geradores de sinais periódicos e a saída da planta, inserindo, desta forma, a ação de compensação aos distúrbios na planta com fase adequada. Como esta compensação de atraso de fase da planta só pode ser feita por um filtro com ação não-causal, é incluída a estrutura  $z^{-N}$  para tornar  $C(z^{-1})$  causal, atrasando em um período do sinal de referência a atuação da ação de controle. O ganho  $c_r$  pode ser considerado como sendo uma parte do filtro  $C(z^{-1})$  que é adequadamente ajustado para se garantir a estabilidade do controlador repetitivo. *A priori* se sabe que maiores valores para o ganho  $c_r$  resultam em controladores repetitivos com melhor desempenho dinâmico.

O filtro  $Q(z^{-1})$ , onde  $|Q(z^{-1})| < 1$ , é um filtro empregado para reduzir a taxa de integração dos sinais de erro e desta forma aumentar a margem de estabilidade do controlador. Este filtro pode ser simplesmente uma constante, que atenua de forma igual em todas as frequências, ou um filtro passa-baixas com deslocamento de fase nulo. A vantagem de se empregar um filtro passa-baixas é a de somente se atenuar significativamente a ação integral nas altas frequências. Como a violação das condições de estabilidade geralmente ocorre nas altas frequências, a adição deste filtro permite, na maioria dos casos, que se aumente o ganho do controlador repetitivo. Além disso, como as dinâmicas não-modeladas normalmente resultam em variações na resposta de alta-frequência, a adição deste filtro normalmente resulta num aumento na margem de estabilidade e robustez sem significativa perda da capacidade de atenuação das harmônicas de baixa frequência.

O filtro  $C(z^{-1})$  é concebido para se obter um ganho unitário com deslocamento de fase nulo entre o gerador de sinais periódicos e a saída, ou seja,  $C(z^{-1})G_m(z^{-1})=1 \angle 0^\circ$  para todo o espectro de frequências de interesse. Além disso, estas estruturas devem garantir a estabilidade do controlador em toda a faixa de frequências para qualquer condição de operação. Para plantas sem significativas variações paramétricas e onde os distúrbios de carga podem ser considerados exógenos, é aconselhável projetar-se  $C(z^{-1})$  como sendo o modelo inverso da planta, ou seja:

$$C(z^{-1}) = \frac{1}{G_m(z^{-1})}. \quad (10)$$

Entretanto, o modelo dinâmico da planta do estágio de saída de uma UPS varia significativamente com a carga. Estes motivos fazem com que, em muitos casos, o modelo inverso não seja a estrutura para  $C(z^{-1})$  que apresenta os melhores resultados para a aplicação em questão. Além disso, a implementação do modelo inverso exige uma considerável quantidade de cálculos e pode apresentar

problemas de precisão numérica para implementação em ponto fixo. Por esse motivo, têm se empregado com bastante frequência uma outra estrutura, que é muito mais simples de ser calculada e que apresenta  $C(z^{-1})G_m(z^{-1})$  com um ganho próximo à unidade e um deslocamento de fase quase nulo nas frequências das harmônicas de baixa ordem, para variadas condições de carga. Esta estrutura é dada por:

$$C(z^{-1}) = z^d, \quad (11)$$

onde  $z^d$  é o filtro não-causal utilizado para obter um deslocamento de fase aproximadamente nulo de  $C(z^{-1})G_m(z^{-1})$ .

#### A. Análise de Estabilidade

A análise de estabilidade da ação de controle repetitiva pode ser efetuada através da análise dos pólos das funções de transferência dadas em (5). Para o sistema em malha fechada ser estável, é necessário que todos os pólos destas duas funções de transferência estejam localizados no interior do círculo de raio unitário centrado na origem [13]. Alternativamente, essa análise pode ser feita através da análise do erro  $e_r$ , que deve ser limitado. Para a planta com a estrutura apresentada na Figura 2, a equação do erro é dada por:

$$\begin{aligned} (1 - z^{-N}H(z^{-1}))E_r(z^{-1}) = \\ (1 - G_m(z^{-1}))(1 - z^{-N}Q(z^{-1}))R(z^{-1}) + G_d(z^{-1})(1 - z^{-N}Q(z^{-1}))D(z^{-1}) \end{aligned} \quad (12)$$

Assumindo-se que a resposta transitória da ação repetitiva é muito mais lenta se comparada com a resposta transitória da planta com o controlador principal, chega-se a representação de (12) em regime permanente, mostrada na Figura 3. Para que o erro seja limitado, é necessário que  $R(z^{-1})$  e  $D(z^{-1})$  sejam limitados,  $G_m(z^{-1})$  e  $G_n(z^{-1})$  sejam estáveis e  $Q(z^{-1}) < 1$ . Além disso, é necessário também se atender mais uma condição dada pelo Teorema dos Ganhos Pequenos (Franklin *et alli*, 1991):

$$|H(e^{j\omega T})| < 1, \quad \omega \in [0, \pi/T]. \quad (13)$$

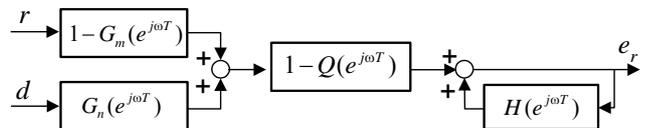


Fig. 3. Representação da função de transferência do erro da planta em regime permanente para  $\omega=2\pi n/NT$ ,  $n=1,2,\dots,N/2$

#### B. Análise da rejeição a distúrbios periódicos

A capacidade de rejeição a distúrbios periódicos do sistema em malha fechada, apresentado na Figura 2, é analisada através da amplitude do sinal de erro  $e_r$  em regime permanente. Substituindo-se  $z$  por  $e^{j\omega T}$  em (12) e assumindo-se que os espectros de  $r$  e  $d$  são formados apenas por componentes harmônicas múltiplas da frequência fundamental  $\omega_1=2\pi/NT$ , o erro em regime permanente pode ser determinado por:

$$\left| E_r(e^{j\omega T}) \right| = \left| 1 - G_m(e^{j\omega T}) \right| \left| M(e^{j\omega T}) \right| \left| R(e^{j\omega T}) \right| + \left| G_d(e^{j\omega T}) \right| \left| M(e^{j\omega T}) \right| \left| D(e^{j\omega T}) \right|, \quad (14)$$

onde  $\omega = i(2\pi/N T)$ , para  $i=1,2,\dots,N/2$  e

$$\left| M(e^{j\omega T}) \right| = \left| \frac{1 - Q(e^{j\omega T})}{1 - H(e^{j\omega T})} \right|. \quad (15)$$

A partir destas equações se obtém que, em regime permanente, o erro entre  $r$  e  $y$  e entre  $d$  e  $y$  para as componentes harmônicas múltiplas da fundamental são reduzidos para  $|1 - G_m(e^{j\omega T})| |M(e^{j\omega T})|$  e  $|G_d(e^{j\omega T})| |M(e^{j\omega T})|$ , respectivamente. Observa-se que a relação  $|M(e^{j\omega T})|$  indica a capacidade de rejeição a distúrbios periódicos que o controlador repetitivo insere no sistema em malha fechada.

### C. Análise da taxa de convergência da ação repetitiva

Considerando que  $|Q(e^{j\omega T})| \approx 1$  para as componentes harmônicas de baixa frequência, que são as mais significativas, conclui-se que a taxa de convergência é inversamente proporcional a  $|H(e^{j\omega T})|$ , para  $\omega = 2\pi n/N T$ ,  $n=1,2,\dots,N/2$ . Idealmente, se  $|H(e^{j\omega T})|=0$  e  $|Q(e^{j\omega T})|=1$ , os distúrbios periódicos são cancelados totalmente após um período do sinal de referência.

## V. PROCEDIMENTO DE PROJETO DOS CONTROLADORES REPETITIVOS AUXILIARES

O objetivo do projeto de controladores repetitivos é o de se obter um controlador com estrutura simples e satisfatória margem de estabilidade, que apresente pequeno erro em regime permanente para distúrbios periódicos na saída da planta e que apresente uma rápida convergência do erro periódico para seu valor em regime. Demonstrou-se na Seção IV que isso pode ser obtido fazendo  $|Q(e^{j\omega T})| \approx 1$  e  $|M(e^{j\omega T})|$  pequeno para a faixa de frequências de interesse, garantindo-se que  $|H(e^{j\omega T})| < 1$ . A análise quantitativa destes dois fatores é usada como critério de projeto através da minimização de uma função custo  $J(x)$ , que é uma função ponderada da capacidade de atenuação e de convergência da lei de controle repetitiva para uma dada carga não-linear típica. Os pesos associados a estes dois fatores são parâmetros de projeto, permitindo que o projetista obtenha um controlador com desempenho de acordo com suas necessidades.

No procedimento de projeto proposto neste artigo se considera o filtro  $Q(z^{-1})$  como sendo uma constante próxima a unidade ou um filtro passa-baixas com deslocamento de fase nulo. Para o filtro  $C(z^{-1})$  o procedimento não é restrito a nenhuma estrutura específica, desde que seja estável. Entretanto, um especial destaque é dado para as estruturas mostradas em (10) e (11), sendo que para esta última é proposto um procedimento para determinação do parâmetro  $d$ .

No procedimento de projeto de controladores repetitivos que proposto se estabelece os vários possíveis filtros  $Q(z^{-1})$  e  $C(z^{-1})$  e o ganho  $c_r$ , para os quais, então, se calcula o índice de desempenho  $J(x)$ . A seguir, são descritas em detalhes cada etapa de projeto para se obter os parâmetros almejados.

### A. Determinação do modelo da planta com o controlador principal

O primeiro passo é a determinação da estrutura e dos parâmetros do controlador principal, caso este ainda não tenha sido projetado. Este controlador é normalmente projetado considerando-se a carga resistiva nominal, de tal maneira a atender as normas de sobre e sub-elevação exigidos pela norma IEC 62040-3 [2]. O sistema em malha fechada resultante deve ser estável e com ganho próximo à unidade, para a faixa de frequências inferior à frequência natural do filtro do inversor. Para a utilização desta lei de controle juntamente com um controlador repetitivo auxiliar, deve-se também garantir um tempo de acomodação rápido, ou seja, bem menor que um período do sinal de referência, para que o controlador repetitivo tenha um bom desempenho transitório.

Após a determinação do controlador principal, obtém se então as funções de transferência em malha fechada que serão utilizadas para o projeto do controlador repetitivo. É necessário que se obtenha  $G_m(z^{-1})$  para duas condições distintas de carga:  $G_{m0}(z^{-1})$  e  $G_{m1}(z^{-1})$ , sem carga e com carga resistiva nominal, respectivamente.

### B. Escolha da estrutura do filtro $C(z^{-1})$

O passo seguinte é o de se determinar a estrutura do filtro  $C(z^{-1})$  que será empregado no controlador repetitivo. Não há restrições quanto ao tipo de estrutura deste controlador, podendo ser empregados tanto filtros de resposta finita ao impulso (FIR) quanto de resposta infinita ao impulso (IIR), desde que sejam estáveis. Serão analisadas com detalhe as duas estruturas apresentadas em (10) e (11).

#### 1) Filtro $C(z^{-1}) = 1/G_m(z^{-1})$

Caso tenha se escolhido esta estrutura para  $C(z^{-1})$ , deve-se determinar qual é o modelo para planta  $G_m(z^{-1})$  que será empregado em (8). Como a planta apresenta significativas variações paramétricas, aconselha-se que se escolha alguns modelos diferentes como candidatos para serem possivelmente empregados. A decisão por um filtro ou outro se dará nas etapas subsequentes, sendo escolhido aquele que apresenta melhor desempenho segundo um critério que será posteriormente apresentado. Recomenda-se que se utilize três modelos distintos para (8), sendo eles  $G_{m0}(z^{-1})$ ,  $G_{m1}(z^{-1})$  e o terceiro um modelo que apresente um comportamento de ganho e fase intermediário entre os dois anteriores.

#### 2) Filtro $C(z^{-1}) = z^d$

Para esta estrutura de filtro  $C(z^{-1})$ , deve-se determinar o valor de  $d$ . Como mostrado no item anterior, nesta etapa também são escolhidos candidatos para uma futura escolha. As melhores opções possíveis para  $d$  são obtidas através do traçado da resposta da fase em função da frequência, que podem ser obtidas em um diagrama de Bode, de um conjunto de curvas  $z^d G_{m0}(z^{-1})$  e  $z^d G_{m1}(z^{-1})$ , ambos para  $d=1,2,3,\dots$ . As curvas que apresentarem respostas com fase positiva mais próximas a zero para as duas condições distintas de carga estão associadas às estruturas de  $C(z^{-1})$  que terão resultados mais promissores. Sugere-se que sejam utilizadas três ou quatro estruturas distintas para  $C(z^{-1})$  no restante do procedimento de projeto (por exemplo,  $C(z^{-1})=z^2$ ,  $C(z^{-1})=z^3$  e  $C(z^{-1})=z^4$ ).

### C. Escolha da estrutura do filtro $Q(z^{-1})$

O objetivo do projeto do filtro  $Q(z^{-1})$  é permitir que a condição dada em (13) seja satisfeita para maiores valores de  $c_r$ , pois assim se pode projetar  $c_r$  para ter uma maior convergência ou maior margem de estabilidade. Para manter não interferir no comportamento do gerador de sinais periódicos descrito na Seção IV, o filtro  $Q(z^{-1})$  deve ser uma constante ou um filtro com deslocamento de fase nulo.

A estrutura mais simples para este filtro é  $Q(z^{-1})=q_r$ , que possui resposta em frequência constante em toda a faixa. Entretanto, observando-se o comportamento de  $|H(e^{j\omega T})|$  para este tipo de planta, verifica-se que a violação das condições de estabilidade, em geral, ocorrem nas altas frequências. Por esse motivo, a utilização de um filtro  $Q(z^{-1})$  com uma característica passa-baixas poderá permitir um aumento do ganho  $c_r$  sem reduzir, consideravelmente, a atenuação das harmônicas na faixa de frequência de interesse (até 3kHz).

Como é impossível se saber, de antemão, qual estrutura terá melhor desempenho, é interessante se considerar, no mínimo, duas estruturas distintas durante o projeto. Desta forma, é possível se fazer uma análise adequada do efeito de ambas no desempenho do controlador repetitivo. Para  $Q(z^{-1})=q_r$ , é recomendável que  $0,95 \leq q_r \leq 0,99$ . Já o caso em que  $Q(z^{-1})$  é um filtro passa-baixas, a função de transferência sugerida é dada por:

$$Q(z^{-1}) = \frac{\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1}}{2\alpha_1 + \alpha_0}, \quad (16)$$

onde  $0 < \alpha_0 < 1$ ,  $0 < \alpha_1 < 1$ , sendo sua magnitude em função da frequência dada por  $Q(e^{j\omega T}) = \alpha_0 + 2\alpha_1 \cos(\omega T)$ . Para assegurar que o filtro tenha uma característica passa-baixas, é necessário que  $\alpha_0 > 2\alpha_1$ , enquanto que para garantir um ganho unitário nas baixas frequências deve-se assegurar que  $\alpha_0 + 2\alpha_1 = 1$ . O projeto deste filtro pode ser feito tomando como base a equação de  $H(e^{j\omega T})$ , para a qual se define uma banda passante de interesse. Assim, pode-se projetar  $\alpha_0$  e  $\alpha_1$  tomando-se como parâmetros uma frequência  $f_c$  e o ganho  $g_c$  que se deseja para  $Q(e^{j\omega T})$  nesta frequência, através das seguintes equações:

$$\alpha_0 = \frac{g_c - \cos(2\pi f_c T)}{1 - \cos(2\pi f_c T)} \quad e \quad (17)$$

$$\alpha_1 = (1 - \alpha_0) / 2$$

O filtro passa-baixas com deslocamento de fase nulo mais usual é  $Q(z^{-1})=0,25z+0,5+0,25z^{-1}$ , cuja resposta em frequência está mostrada na Figura 4 [9,10]. Como pode se observar, este filtro possui atenuação total na frequência de amostragem, sendo este o motivo de seu difundido uso.

### D. Determinação do valor máximo de $c_r$ para todas as possíveis combinações dos filtros candidatos a $C(z^{-1})$ e $Q(z^{-1})$

Neste passo, se calcula o valor máximo que  $c_r$  pode assumir sem violar as condições de estabilidade dadas em (13), ou seja,  $|Q(e^{j\omega T}) - c_r C(e^{j\omega T}) G_m(e^{j\omega T})| < 1$ , onde  $G_m(e^{j\omega T}) = G_{m0}(e^{j\omega T})$  e  $G_m(e^{j\omega T}) = G_{m1}(e^{j\omega T})$ . Estes valores devem ser calculados para todas as possíveis combinações das estruturas candidatas a  $C(z^{-1})$  e  $Q(z^{-1})$  obtidas nas Etapa B e C, respectivamente.

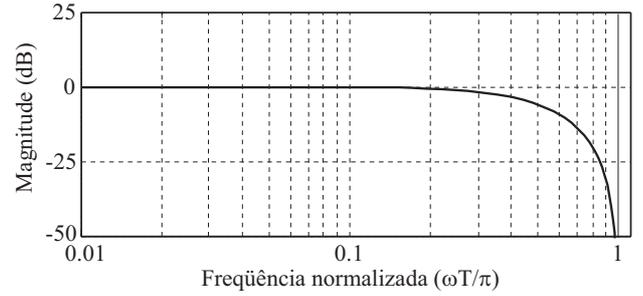


Fig. 4. Resposta em frequência de  $Q(z^{-1})=0,25z+0,5+0,25z^{-1}$

É importante se ressaltar que esta análise se restringe somente a cargas resistivas e retificadas (Figura 1.b,c,e,f). Caso se considere a utilização de outros tipos de carga, como, por exemplo, a mostrada na Figura 1.c, é preciso também considerar esta na análise de estabilidade.

### E. Geração de possíveis combinação de $C(z^{-1})$ , $Q(z^{-1})$ e $c_r$ dentre os possíveis candidatos

Nesta etapa são ampliadas cada uma das combinações entre  $C(z^{-1})$  e  $Q(z^{-1})$ , incluindo em cada uma das novas combinações geradas o ganho  $c_r$  com diferentes valores. Os valores associados à  $c_r$  sempre devem respeitar o limite de  $c_{r,max}$ , para cada combinação de  $C(z^{-1})$  e  $Q(z^{-1})$ , imposto pela etapa anterior. Para cada uma destas combinações geradas se associa um índice  $x=1,2,\dots,n_{comb}$ . Por exemplo, se para uma dada combinação de  $C(z^{-1})=C_1(z^{-1})$  e  $Q(z^{-1})=Q_1(z^{-1})$  em que  $c_{r,max}=0,25$ , pode-se criar duas combinações:  $x=1$ , para  $C_1(z^{-1})$ ,  $Q_1(z^{-1})$  e  $c_r=0,1$ , e  $x=2$ , para  $C_1(z^{-1})$ ,  $Q_1(z^{-1})$  e  $c_r=0,2$ . É importante se ressaltar que outras combinações também poderiam ter sido criadas.

### F. Determinação da melhor combinação de $C(z^{-1})$ , $Q(z^{-1})$ e $c_r$ dentre os filtros candidatos

Nesta etapa, toma-se cada uma das combinações obtidas na etapa anterior, de onde são obtidos os valores de  $|M(e^{j\omega T})|$  e  $|H(e^{j\omega T})|$  para as mais significativas harmônicas na tensão de saída a serem atenuadas. Como  $G_m(z^{-1})$  pode variar significativamente devido às variações de carga, a análise direta de  $|M(e^{j\omega T})|$  e  $|H(e^{j\omega T})|$  para uma dada condição de carga não é recomendada. Para obter uma informação mais representativa sobre a atenuação dos erros cíclicos e sobre a taxa de convergência dos controladores repetitivos em cada harmônica, emprega-se uma média entre as respostas para  $G_{m0}(z^{-1})$  e  $G_{m1}(z^{-1})$ , como segue:

$$m(x, k) = \frac{1}{2} \left( \left| M(e^{jk\omega T}) \right|_{G_{m0}(z^{-1})} + \left| M(e^{jk\omega T}) \right|_{G_{m1}(z^{-1})} \right), \quad (18)$$

$$h(x, k) = \frac{1}{2} \left( \left| H(e^{jk\omega T}) \right|_{G_{m0}(z^{-1})} + \left| H(e^{jk\omega T}) \right|_{G_{m1}(z^{-1})} \right), \quad (19)$$

onde  $x$  é o índice associado a cada uma das combinações de parâmetros utilizadas e  $k=1,3,5,\dots,N/2$  representam o índice (em relação à fundamental) das componentes harmônicas a serem analisadas.

Observa-se que a influência de  $m(x,k)$  e  $h(x,k)$  na resposta total do sistema depende da amplitude de cada harmônica de índice  $k$ . Por isso, deve-se obter o espectro da tensão de saída da planta (incluindo a lei de controle principal) para o inversor operando com uma carga não-linear cíclica típica e

sem nenhuma ação repetitiva. A partir deste espectro, se obtém  $g_1(x)$  e  $g_2(x)$ , sendo estes fatores associados à capacidade de atenuação e à taxa de convergência da ação repetitiva. Esses índices são dados por:

$$g_1(x) = \sum_{k=3}^{n_{har}} m(x, k) |V_o(k\omega_1)| \quad e \quad (20)$$

$$g_2(x) = \sum_{k=3}^{n_{har}} h(x, k) |V_o(k\omega_1)|, \quad (21)$$

onde  $x$  é o índice associado a cada combinação diferente ( $x=1,2,\dots,n_{comb}$ ) e  $V_o(k\omega_1)$ ,  $k=3,4,5\dots$  são as componentes harmônicas da tensão de saída da planta obtida para o inversor operando com a carga não-linear típica, sem se utilizar nenhuma ação repetitiva.

O índice de desempenho  $J(x)$  é então definido como sendo uma soma ponderada das influências do fator de atenuação das harmônicas e da taxa de convergência da ação repetitiva normalizadas por  $\bar{g}_1$  e  $\bar{g}_2$ , respectivamente. Este índice é dado por:

$$J(x) = w_1 \frac{g_1(x)}{\bar{g}_1} + w_2 \frac{g_2(x)}{\bar{g}_2}, \quad (22)$$

onde  $\bar{g}_1 = \sum_{x=3}^{n_{comb}} g_1(x)$ ,  $\bar{g}_2 = \sum_{x=3}^{n_{comb}} g_2(x)$ . Os termos  $w_1$  e  $w_2$

são os pesos dados pelo projetista, cujo objetivo é o de se obter o compromisso desejado entre a atenuação e convergência da ação repetitiva, respectivamente.

Os parâmetros de projeto a serem utilizados são aqueles associados à combinação  $x$  que resultou no menor valor de  $J(x)$ . Esta combinação provavelmente resultará num controlador repetitivo com bom desempenho. É importante se mencionar que esta metodologia não é ótima, mas resulta em um bom conjunto de parâmetros.

## VI. EXEMPLO DE PROJETO

Para ilustrar a metodologia de projeto proposta é apresentado um roteiro de projeto de um controlador repetitivo para inversores PWM monofásicos para UPS, cujos parâmetros estão mostrados na Tabela I. Este projeto será realizado tomando-se como base a norma IEC 62040-3 [2], que especifica uma carga não-linear para testes. Esta carga é um retificador não-controlado com filtro capacitivo, mostrada na Figura 1.e, cujos componentes, para a potência e tensão de saída em questão, possuem os seguintes

TABELA I. Parâmetros da planta	
Tensão no barramento CC	$V_{DC}=200V$
Referência de tensão	$V_{ref}=110V_{rms}=155V_p$
Potência nominal	$S=1000VA$
Indutância do filtro	$L=1mH$
Resistência do indutor	$r_L=0.1\Omega$
Resistência do capacitor	$r_C=0\Omega$
Capacitância do filtro	$C=25\mu F$
Frequência de comutação	$f_s=6000Hz$
Intervalo de amostragem	$T=(1/6000)s$
Carga linear resistiva	$R_L=12\Omega$
	$R_L=28\Omega$
Carga não-linear: retificador não-controlado	$C_L=4700\mu F$ $R_S=0,5\Omega$

parâmetros:  $R_S=0,48\Omega$ ,  $R_L=27,28\Omega$  e  $C_L=4580\mu F+25\%$ . Estes parâmetros para o retificador resultam em uma carga com fator de crista aproximadamente igual a 3. Para possibilitar comprovação experimental, empregou-se, neste exemplo, a carga não-linear com os parâmetros apresentados na Tabela I.

Neste projeto, se utilizou para lei de controle principal um controlador PD-*feedforward*, cuja estrutura e metodologia de projeto estão apresentadas em Rech *et al.* [12]. A estrutura deste controlador é dada por:

$$u_{PID}(k) = k_1 e(k-1) + k_2 e(k-2) + r(k). \quad (23)$$

Esta estrutura corresponde ao controlador de ação instantânea mostrado na Figura 2.a, onde  $G_{ff}(z^{-1})=1$ ,  $G_h(z^{-1})=1$  e  $G_c(z^{-1})=k_1 z^{-1} + k_2 z^{-2}$ . O projeto dos parâmetros  $k_1$  e  $k_2$  foi realizado se considerando a planta como sendo  $G_{m1}(z^{-1})$ , ou seja, com carga resistiva nominal. Especificou-se para o projeto  $\omega=1,1\omega_n$  e  $\zeta=0,4$ , obtendo-se os seguintes parâmetros para o controlador:  $k_1=-0,1685$  e  $k_2=-0,0114$ .

Após definir-se a planta com o controlador de ação instantânea, se inicia o projeto do controlador repetitivo auxiliar. A primeira etapa é a obtenção das funções de transferência do controlador principal com a planta, em malha fechada, para as condições sem carga e com carga resistiva nominal. Estas funções de transferência são dadas respectivamente por:

$$G_{m0}(z^{-1}) = \frac{0,50z^{-1} + 0,41z^{-2} - 0,089z^{-3} - 0,0057z^{-4}}{1 - 0,98z^{-3} + 0,90z^{-2} - 0,090z^{-1} - 0,0057z^{-4}}, \quad (24)$$

$$G_{m1}(z^{-1}) = \frac{0,42z^{-1} + 0,27z^{-2} - 0,063z^{-3} - 0,0039z^{-4}}{1 - 0,78z^{-3} + 0,49z^{-2} - 0,063z^{-1} - 0,0039z^{-4}}. \quad (25)$$

A próxima etapa é a definição da estrutura do filtro  $C(z^{-1})$ . Para exemplificar o procedimento para obtenção do parâmetro  $d$ , optou-se por empregar a estrutura mostrada em (11). Foram determinados, então, os valores candidatos a  $d$ . Realizou-se o traçado de curvas de  $z^d G_{m0}(z^{-1})$  e  $z^d G_{m1}(z^{-1})$  para  $d=1, 2, 3, 4$  e  $5$ . Analisando os resultados, mostrados na Figura 5, observou-se que as respostas com fase positiva mais próximas a zero nas baixas frequências, para as duas condições de carga, ocorrem quando  $d=1, 2$  e  $3$ .

O próximo passo foi a determinação da estrutura do filtro  $Q(z^{-1})$ . Optou-se por analisar duas estruturas:  $Q(z^{-1})=0,99$  e  $Q(z^{-1})=0,25z+0,5+0,25z^{-1}$ , e posteriormente se optar por uma ou outra.

Na quarta etapa, foram determinados os ganhos máximos

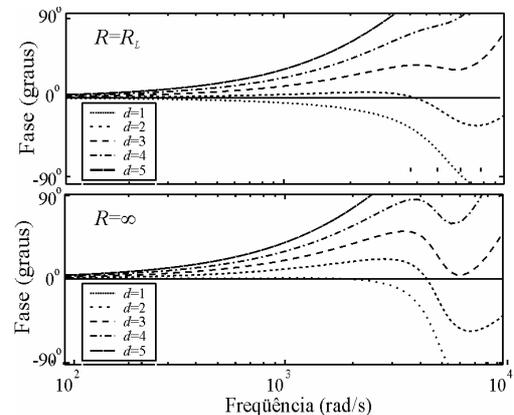


Fig. 5. Resposta de fase de  $z^d G_m(z^{-1})$  para  $d=1, 2, 3, 4, 5$ .

TABELA II. Valores máximos de  $c_r$  para cada combinação de  $C(z^{-1})$  e  $Q(z^{-1})$

$C(z^{-1})$	$Q(z^{-1})=0,99$	$Q(z^{-1})=0,25z+0,5+0,25z^{-1}$
$z^{-1}$	0,01	0,19
$z^{-2}$	0,27	0,34
$z^{-3}$	0,01	0,14

que  $c_r$  pode assumir sem violar a hipótese dada em (13). Tal como apresentado, efetuou-se esta determinação para todas as combinações das estruturas de  $C(z^{-1})$  e  $Q(z^{-1})$  anteriormente definidas. Os resultados obtidos estão mostrados na Tabela II.

Tendo conhecimento do  $c_r$  máximo para cada combinação de  $C(z^{-1})$  e  $Q(z^{-1})$ , foram geradas várias combinações de parâmetros para o controlador repetitivo. Escolheu-se combinações onde  $c_r > 0,1$  respeitando a limitação de ganho máximo dada na Tabela II, com diferenças de ganho de 0,1 para combinações idênticas dos filtros  $C(z^{-1})$  e  $Q(z^{-1})$ . As combinações geradas são as mostradas na Tabela III.

TABELA III. Combinações de parâmetros dos controladores repetitivos geradas na Etapa D do procedimento de projeto

$x$	$C(z^{-1})$	$Q(z^{-1})$	$c_r$
1	$z^{-1}$	$0,25z+0,5+0,25z^{-1}$	0,1
2	$z^{-2}$	0,99	0,1
3	$z^{-2}$	0,99	0,2
4	$z^{-2}$	$0,25z+0,5+0,25z^{-1}$	0,1
5	$z^{-2}$	$0,25z+0,5+0,25z^{-1}$	0,2
6	$z^{-2}$	$0,25z+0,5+0,25z^{-1}$	0,3
7	$z^{-3}$	$0,25z+0,5+0,25z^{-1}$	0,1

A próxima e última etapa inicia com a determinação de  $m(x,k)$  e  $h(x,k)$  para  $k=3,5,\dots,40$ , usando (18) e (19), respectivamente. Após isso, obtiveram-se as componentes harmônicas da tensão de saída com a carga não-linear especificada, para o inversor operando somente com a lei de controle principal. Estes valores, obtidos em um programa de simulação, estão mostrados na Tabela IV. A partir de  $m(x,k)$  e  $h(x,k)$  e das componentes harmônicas, calculou-se  $g_1(x)$  e  $g_2(x)$ , cujos valores obtidos estão mostrados na Tabela V. Por fim, calculou-se o índice de desempenho  $J(x)$  para as sete combinações de parâmetros geradas. Para exemplificar, foram calculados os índices de desempenho  $J(x)$  para três diferentes pares de pesos:  $w_1=w_2=0,5$ ,  $w_1=0,1$ ,  $w_2=0,9$  e  $w_1=0,9$ ,  $w_2=0,1$ . O primeiro deles dá um peso igual à atenuação e à convergência, o segundo um peso muito

TABELA IV. Componentes harmônicas de  $V_o$  para uma carga do tipo retificador não-controlado ( $C_L=4700\mu F$ ,  $R_L=28\Omega$ ,  $R_S=0,5\Omega$ ), sendo a lei de controle do tipo PD-feedforward,

Harmônica	Magnitude	Harmônica	Magnitude
3	7,0415	23	0,9931
5	4,9992	25	0,1129
7	1,7528	27	0,4412
9	2,4630	29	0,1291
11	1,4463	31	0,2113
13	2,2939	33	0,1494
15	1,7176	35	0,0942
17	5,7156	37	0,1104
19	5,4878	39	0,0088
21	1,2728	41	0,0079

TABELA V. Índices de desempenho  $J(x)$  para uma carga do tipo retificador não-controlado ( $C_L=4700\mu F$ ,  $R_L=28\Omega$  e  $R_S=0,5\Omega$ .)

$x$	$g_1(x)$	$g_2(x)$	$J$		
			$w_1=0,5$ $w_2=0,5$	$w_1=0,1$ $w_2=0,9$	$w_1=0,9$ $w_2=0,1$
1	17,15	27,40	1,35	1,13	1,56
2	2,78	31,40	0,75	1,14	0,36
3	1,46	26,19	<b>0,58</b>	0,94	<b>0,22</b>
4	15,54	25,23	1,23	1,04	1,41
5	11,04	20,26	0,92	0,82	1,01
6	8,75	17,99	0,76	<b>0,72</b>	0,81
7	17,51	28,38	1,38	1,17	1,59

grande para a taxa de convergência e o terceiro um peso muito grande para a atenuação das harmônicas. Os resultados, apresentados na Tabela V, mostram que a melhor combinação de parâmetros depende do propósito do controlador repetitivo. Para o exemplo em questão, a Tabela V mostra que a combinação de parâmetros  $x=3$  é a melhor quando se deseja uma grande atenuação em regime permanente, enquanto que a combinação  $x=6$  é a melhor para o caso em que se deseja uma rápida taxa de convergência.

## VII. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para validar o procedimento de projeto foram realizadas simulações da planta com os controladores repetitivos descritos na seção anterior. Observa-se que, propositalmente, não se empregou modulação por largura de pulso nas simulações, pois assim fica mais fácil de se visualizar o resultado da ação repetitiva.

Na Figura 6 estão mostradas as formas de onda de saída para a carga não-linear do tipo retificador não-controlado com  $R_S=0,5\Omega$ ,  $R_L=28\Omega$  e  $C_L=4700\mu F$ . Observa-se uma significativa melhora na forma de onda com a inserção da ação repetitiva, reduzindo a THD devido à cargas não-linear a valores bastante reduzidos. A Figura 7 mostra os espectros das tensões de saída para estes casos, incluindo os níveis máximos de THD aceitáveis para cada harmônica segundo a norma IEC 62040-3, que referencia estes níveis à outra norma, a IEC 61000-2-2. Nota-se que sem a ação repetitiva, a resposta do inversor está completamente fora das normas (Figura 7.a), tanto em relação à THD, que é maior que 8%, quanto em relação à amplitude individual de várias componentes harmônicas. Após a inserção da ação repetitiva, observamos que as formas de onda da tensão de saída ficam muito pouco distorcidas, como se pode visualizar nas Figuras 6.b e 6.c e nos seus respectivos espectros mostrados nas Figuras 7.b e 7.c. Conforme era previsto pelo procedimento de projeto, a combinação de parâmetros  $x=3$  ( $Q(z^{-1})=0,99$ ,  $C(z^{-1})=z^2$ ,  $c_r=0,2$ ) é que melhor reduz a THD em regime permanente para esta carga não-linear.

Para analisar a taxa de convergência dos controladores repetitivos foram realizadas simulações de entrada de ação repetitiva com o retificador não-controlado e um degrau súbito de carga, no instante em que a referência estava no seu valor máximo. Para avaliar o desempenho, foram traçadas as curvas da THD da tensão de saída para cada ciclo do sinal de referência, que estão mostradas na Figura 8. Podemos observar que o controlador repetitivo que faz com que a

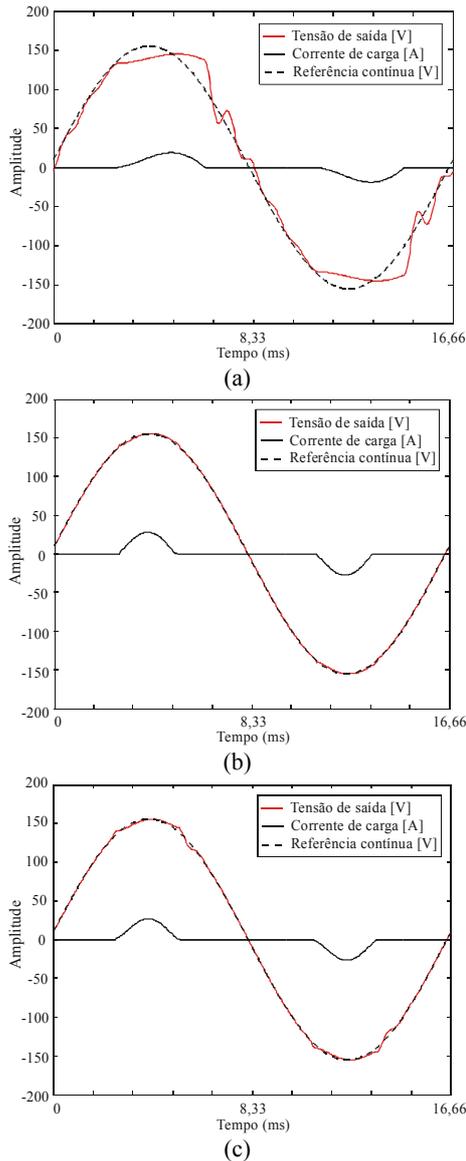


Fig. 6. Resultado de simulação da tensão e corrente de saída do inversor, em regime permanente, para a carga não-linear dada na Tabela I.  
 (a) Lei de controle sem ação repetitiva.  
 (b) Com ação repetitiva:  $Q(z^{-1})=0,99$ ,  $C(z^{-1})=z^2$ ,  $c_r=0,2$ .  
 (c) Com ação repetitiva:  $Q(z^{-1})=0,25z+0,5+0,25z^{-1}$ ,  $C(z^{-1})=z^2$ ,  $c_r=0,3$ .

tensão de saída convirja mais rapidamente, para a carga não-linear, é o que possui a combinação de parâmetros  $x=6$  ( $Q(z^{-1})=0,25z+0,5+0,25z^{-1}$ ,  $C(z^{-1})=z^2$ ,  $c_r=0,3$ ), confirmando os resultados obtidos na Tabela V. Já para o degrau de carga, mostrado na Figura 8, os controladores repetitivos não seguem a mesma lógica da Tabela V. Isso ocorre porque não se levou em conta nenhuma informação sobre respostas a eventos não-periódicos. O que se observa é que os controladores com maiores ganhos possuem pior desempenho em eventos não-periódicos, tal como pode ser visto para  $x=6$  na Figura 8.b. Este comportamento se dá por estes controladores tentarem compensar rapidamente este evento não-periódico como se o mesmo fosse periódico. Esse problema, entretanto, pode ser facilmente minimizado com a utilização de um simples algoritmo que identifica eventos aperiódicos e reinicia a lei de controle repetitiva [15].

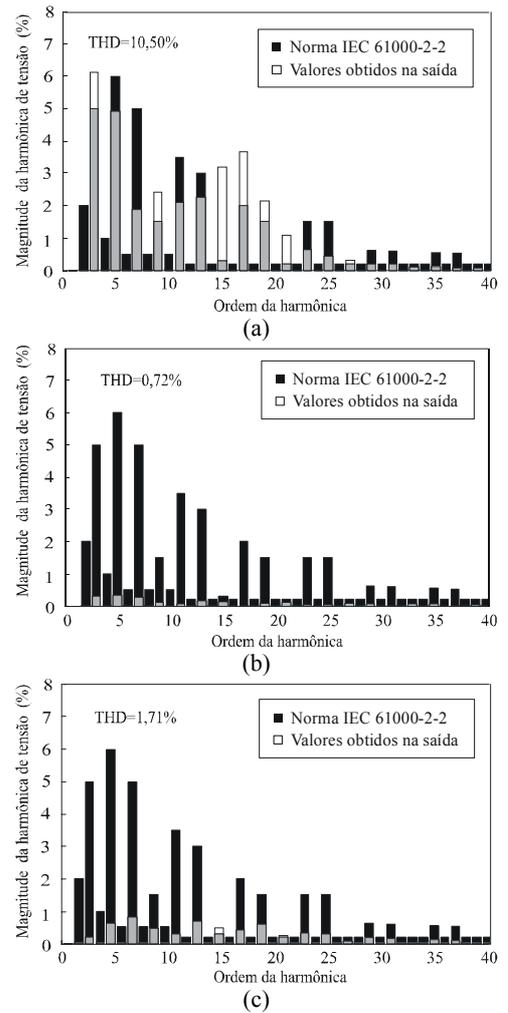


Fig. 7. Espectro da tensão de saída obtidos em simulação para a carga não-linear descrita na Tabela I.  
 (a) Lei de controle sem ação repetitiva.  
 (b) Com ação repetitiva:  $Q(z^{-1})=0,99$ ,  $C(z^{-1})=z^2$ ,  $c_r=0,2$ .  
 (c) Com ação repetitiva:  $Q(z^{-1})=0,25z+0,5+0,25z^{-1}$ ,  $C(z^{-1})=z^2$ ,  $c_r=0,3$ .

## VIII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A comprovação experimental do procedimento proposto para o projeto de controladores repetitivos foi realizada empregando-se um protótipo de 1kVA. Os valores dos componentes da planta são os mesmos empregados nos resultados de simulação, sendo mostrados na Tabela I. A lei de controle foi implementada em um microcomputador PC compatível ligado ao inversor através de uma placa de aquisição de dados. Isso permite simplicidade de implementação e uma maior facilidade para se analisar os dados obtidos. Esta lei de controle demanda poucos recursos computacionais e poderia ter sido implementada em um microcontrolador de ponto fixo de baixo custo [3,8-12].

Alguns resultados experimentais foram obtidos para um protótipo com características idênticas às simuladas, no qual foi implementado um controlador repetitivo com as combinações de parâmetros mostrados na Tabela III. A Figura 9 mostra a forma de onda da tensão e corrente de saída para os mesmos resultados de simulação mostrados na

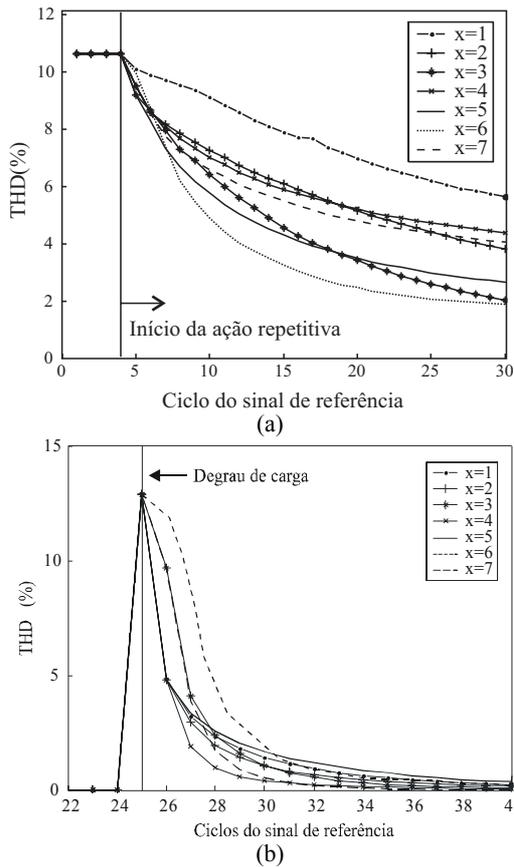


Fig. 8. Convergência da THD da tensão de saída obtida em simulação, calculada ciclo-a-ciclo para os controladores repetitivos mostrados na Tabela II.  
 (a) Entrada da ação repetitiva para a carga não-linear mostrada na Tabela I.  
 (b) Retirada súbita de carga resistiva linear nominal.

Figura 6, enquanto que a Figura 10 espectros das tensões de saída de forma similar à apresentada na Figura 7. Nesta figura também são apresentadas as THD obtidas em regime permanente, considerando-se todas as harmônicas e somente as harmônicas calculadas nas THD simuladas (da 2ª a 40ª). Para completar, é apresentado na Figura 11 um gráfico descrevendo a convergência da THD para diferentes parâmetros do controlador repetitivo.

Analisando-se as formas de onda obtidas experimentalmente, observa-se que as mesmas apresentam comportamento similar às obtidas em simulação, apesar de haver a inserção da ondulação decorrente da modulação por largura de pulso e da existência de ruído e de dinâmicas não-modeladas. Comprovou-se, experimentalmente, o comportamento previsto pela metodologia de projeto para o controlador repetitivo, onde se constatou que a combinação de parâmetros  $x=3$  ( $Q(z^{-1})=0,99$ ,  $C(z^{-1})=z^2$ ,  $c_r=0,2$ ), é a que apresenta a maior atenuação em regime permanente e que a combinação  $x=6$  ( $Q(z^{-1})=0,25z+0,5+0,25z^{-1}$ ,  $C(z^{-1})=z^2$ ,  $c_r=0,3$ ) é a que apresenta convergência mais rápida.

Os resultados demonstram que a ação do controlador repetitivo compensa as distorções na tensão de saída do inversor causadas pela carga não-linear cíclica, reduzindo sensivelmente as deformidades da mesma. Consta-se, também, que a metodologia apresentada possibilita se

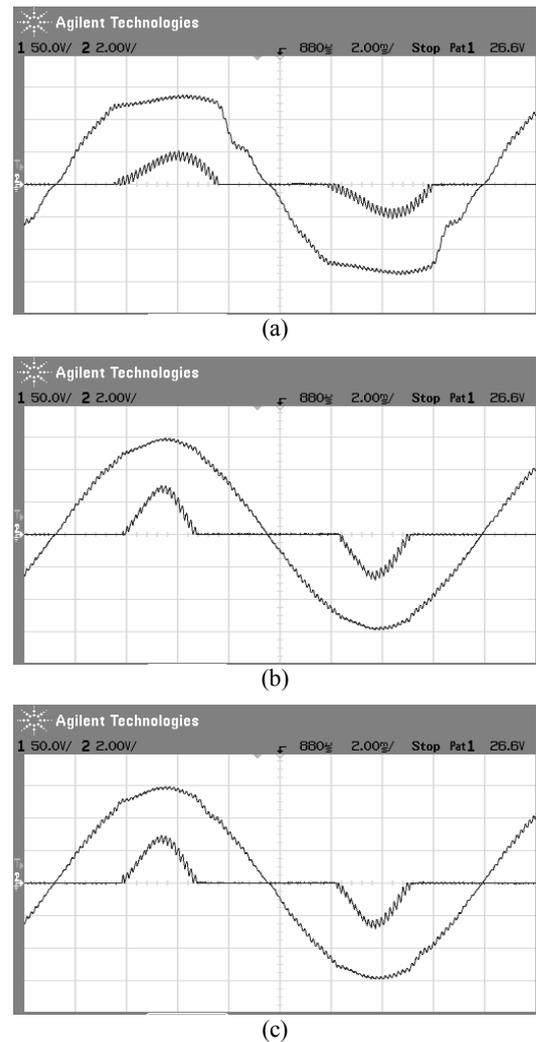


Fig. 9. Tensão e corrente de saída obtidos experimentalmente para a carga do tipo retificador não-controlado ( $C_L=4700\mu F$ ,  $R_L=28\Omega$ ,  $R_S=0,5\Omega$ ), em regime permanente.  
 (a) Lei de controle sem ação repetitiva.  
 (b) Com ação repetitiva:  $Q(z^{-1})=0,99$ ,  $C(z^{-1})=z^2$ ,  $c_r=0,2$ .  
 (c) Com ação repetitiva:  $Q(z^{-1})=0,25z+0,5+0,25z^{-1}$ ,  $C(z^{-1})=z^2$ ,  $c_r=0,3$ .  
 (Tensão: 50V/div, Corrente: 20A/div, Tempo: 2ms/div).

projetar controladores repetitivos fortemente relacionados aos pesos em que o projetista pondera a importância da atenuação em regime permanente e da taxa de convergência.

## IX. CONCLUSÕES

Este artigo apresenta um procedimento de projeto para controladores repetitivos direcionados a inversores PWM monofásicos para estágios de saída de UPS. O estudo enfocou os controladores de estrutura simples, que são os mais frequentemente empregados nestas aplicações. Este artigo apresentou uma análise detalhada da metodologia proposta, incluindo um exemplo de projeto cujos resultados de simulação e experimentais validam o procedimento proposto. Por fim, deve-se salientar que o procedimento é baseado no perfil das correntes harmônicas drenadas por uma carga não-linear específica, podendo haver significativas alterações no seu desempenho quando forem empregados outros tipos de cargas não-lineares.

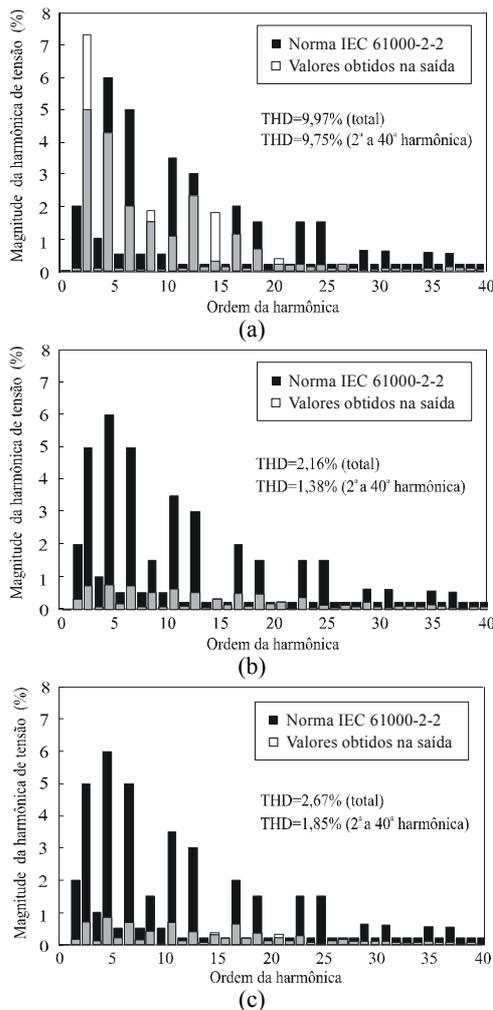


Fig. 10. Espectro da tensão de saída obtidos experimentalmente para a carga não-linear descrita na Tabela I.  
 (a) Lei de controle sem ação repetitiva.  
 (b) Com ação repetitiva:  $Q(z^{-1})=0,99$ ,  $C(z^{-1})=z^2$ ,  $c_f=0,2$ .  
 (c) Com ação repetitiva:  $Q(z^{-1})=0,25z+0,5+0,25z^{-1}$ ,  $C(z^{-1})=z^2$ ,  $c_f=0,3$ .

#### AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo auxílio financeiro.

#### REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] IEEE Std. 446-1995, *IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications*, 1995.  
 [2] IEC 62040-3, *Uninterruptible power systems (UPS) - Part 3: Method of specifying the performance and test requirement*, 1999.  
 [3] S. Hara, Y. Yamamoto, T. Omata and M. Nakano, "Repetitive control system: A new type servo system for periodic exogenous signals," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 33, pp. 659-667, Jul. 1988.  
 [4] M. Tomizuka, T.-C. Tsao and K.-K. Chew, "Analysis and synthesis of discrete-time repetitive controllers",

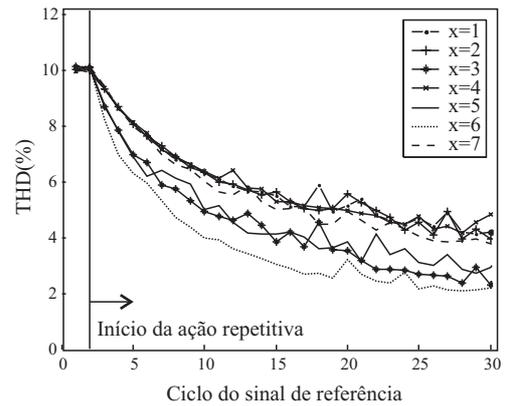


Fig. 11. Convergência da THD da tensão de saída obtida experimentalmente para a carga não-linear mostrada na Tabela I, calculada ciclo-a-ciclo para os controladores repetitivos mostrados na Tabela II.

*Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, Vol. 111, No.3, pp.353-358, Set.1989.

[5] C. Rech, H. Pinheiro, H. A. Gründling, H. L. Hey e J. R. Pinheiro, "Comparison of Digital Control Techniques with Repetitive Integral Action for Low Cost PWM Inverters", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 401-410, Jan. 2003.  
 [6] C. Kempf, W. Messner, M. Tomizuka e R. Horowitz, "Comparison of Four Discrete-Time Repetitive Control Algorithms", *IEEE Control Systems*, vol. 16, no. 6, pp. 48-54, Dez. 1993.  
 [7] B.A Francis e W. M. Wonham, "The Internal Model Principle for Linear Multivariable Regulators", *Applied Mathematics and Optimization*, vol 2, no.1, pp. 170-194, 1975.  
 [8] T. Haneyoshi, A. Kawamura, R. G. Hoft, "Waveform Compensation of PWM Inverter with Cyclic Fluctuating Loads", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 24, no. 4, pp. 582-588, Jul./Ago. 1988.  
 [9] Y.-Y. Tzou, R.-S. Ou, S.-L. Jung and M.-Y. Chang, "High-performance programmable ac power source with low-harmonic distortion using DSP-based repetitive control technique," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12., pp. 582-589, Jul./Ago. 1995.  
 [10] K. Zhang, Y. Kang, J. Xiong and J. Cheng, "Direct repetitive control of SPWM inverter for UPS purpose," *IEEE Transactions. Power Electronics.*, vol. 18., pp. 784-792, Maio 2003.  
 [11] C. Rech, H. Pinheiro, H. A. Gründling, H. L. Hey and J. R. Pinheiro, "A modified discrete control law for UPS applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18., pp. 1-8, Set. 2003.  
 [12] C. Rech, H. Pinheiro, H. L. Hey, H. A. Gründling e J. R. Pinheiro, "Analysis and design of a repetitive predictive-PID controller for PWM inverters", in *IEEE PESC'01 Conference Proc.*, pp.986-991, 2001.  
 [13] K. Ogata, *Discrete-Time Control Systems*, Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice Hall, 1987.  
 [14] G. F. Franklin, J. D. Powell e A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*, Addison-Wesley, Reading, MA, EUA, 1991.

- [15] C. Rech and J. R. Pinheiro, "New Repetitive Control System of PWM Inverters with Improved Dynamic", in *IEEE PES'04 Conf. Proc.*, 2004.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Leandro Michels**, nascido em Não-Me-Toque, RS, em agosto de 1979, é engenheiro eletricista (2002) formado na Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, Santa Maria, RS). Atualmente é professor substituto do Depto. de Eletrônica e Computação da Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil, e está cursando doutorado no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da mesma universidade, onde desenvolve suas atividades de pesquisa 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, geradores de função CA de potência e controle digital aplicado.

Leandro Michels é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP), da Sociedade Brasileira de Automática (SBA) e do *The Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE).

**Hilton A. Gründling**, nasceu em Santa Maria, RS, Brasil, em 1954. Formou-se em Eng. Eletrônica pela Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, RS, Brasil, em 1977, obteve o título de Mestre em Eng. Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil em 1980 e o título de Doutor em Ciência pelo Instituto Tecnológico da Aeronáutica, São José dos Campos, SP, Brasil em 1995. Desde 1980 pertence ao Depto. de Eletrônica e Computação da Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil, onde é professor titular. Suas áreas de interesse compreendem a análise, projeto e aplicação de controle de sistemas, controle discreto e controle adaptativo robusto por modelo de referência.

O professor Hilton A. Gründling é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e do *The Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE).