

# APLICAÇÃO DO CONTROLE REPETITIVO A INVERSOR PWM MONOFÁSICO COM FILTRO LC DE SAÍDA UTILIZADO EM FONTE PROGRAMÁVEL C.A.

<sup>1</sup>André Filipe B. Oliveira, <sup>2</sup>Sidelmo M. Silva, <sup>3</sup>Cláudio H. G. Santos, <sup>2</sup>Braz de J. Cardoso Filho  
<sup>1</sup>Pós-Graduação de Engenharia Elétrica do Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais - CEFET-MG  
<sup>2</sup>Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais – UFMG  
<sup>3</sup>Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Ouro Preto – UFOP  
e-mail: <sup>1</sup>andre.fbos@gmail.com, <sup>2</sup>sidelmo@eee.ufmg.br, <sup>3</sup>claudiohgl@yahoo.com.br, cardosob@eee.ufmg.br

**Resumo** - Esse trabalho apresenta o desenvolvimento de uma estratégia de controle, baseada no controlador repetitivo, para regulação de um inversor PWM com filtro LC de saída, para aplicação em fontes programáveis de potência c.a. Resultados experimentais, obtidos em um modelo de escala reduzida, são utilizados para validar a estratégia de controle proposta. As principais contribuições do trabalho são: (i) comparação da uso do controlador repetitivo e do PI, em aplicações em fontes programáveis c.a.; (ii) aplicação de técnicas de sintonia de controladores clássicos em sistema com controlador repetitivo; (iii) apresentação dos resultados da técnica de controle repetitivo associada a controle PI com compensação de realimentações internas da planta, aplicada ao controle de uma fonte c.a. programável.

**Palavras-Chave** – Sintonia de Controlador Repetitivo, Inversores PWM, Fontes Programáveis CA.

## APPLICATION OF A REPETITIVE CONTROLLER IN A SINGLE-PHASE PWM INVERTER WITH AN OUTPUT LC FILTER OPERATING AS A PROGRAMMABLE AC SOURCE

**Abstract** – In this work, a control strategy based on a repetitive controller for PWM voltage regulation in a frequency converter is developed, with application in a programmable AC power source. Experimental results are presented, validating the approach adopted, showing that the disturbance of highly distorted load currents are rejected without compromise to the quality of the output voltage. The main contributions of the paper are: (i) comparison of the performance of the repetitive controller and the PI controller in applications of programmable power sources; (ii) application of standard tuning techniques to repetitive controllers; (iii) presentation of results of the performance of the repetitive controller associated with PI controller with compensation of the internal feedbacks of the plant.<sup>1</sup>

**Keywords** – Repetitive controller tuning, PWM inverter, Programmable AC source.

Artigo submetido em 16/10/2012. Primeira revisão em 19/04/2013, segunda revisão em 29/10/2013. Aceito para publicação em 29/10/2013 por recomendação do editor Henrique A. C. Braga.

## I. INTRODUÇÃO

Inversores PWM são amplamente utilizados em diversas aplicações industriais. Alguns exemplos importantes são: filtros ativos de potência, fontes programáveis c.a. (PACS - *Programmable AC Sources*), e sistemas de energia ininterrupta (UPS - *Uninterruptible Power Supplies*). Em UPS senoidais, a tarefa do controlador é manter a tensão de saída o mais próximo possível de uma forma de onda senoidal pura, independentemente da carga conectada em seus terminais e da rede de energia elétrica. Nesse contexto, o grande desafio é o desenvolvimento de um controlador que seja capaz de eliminar as componentes harmônicas da tensão de saída, que são geradas por correntes com alta taxa de distorção harmônica (TDH), drenadas por cargas não lineares.

Diversas opções de controladores têm sido desenvolvidas. O controlador *deadbeat* [1] – [5], objetiva fazer com que a variável controlada alcance a referência dentro de um intervalo de amostragem. Embora o controlador *deadbeat* seja rápido e simples de implementar, é altamente sensível a variações de parâmetros. O controlador PID [6] também pode ser projetado para ser rápido e é fácil de implementar. A sua principal desvantagem é não conseguir garantir erro nulo em regime permanente na presença de referências e distúrbios de carga periódicos. Uma possível solução para esse problema é o controlador repetitivo [7] – [8], [34 – 40]. Esse controlador, apesar de possuir resposta transitória lenta, pode garantir erro nulo em regime permanente na presença de entradas periódicas. Para melhorar a sua característica em regime transitório, esse é geralmente empregado em conjunção com algum outro controlador que forneça resposta dinâmica mais rápida [9] – [11].

Fontes programáveis c.a. possuem construção semelhante à de sistemas UPS, *i.e.*, um estágio retificador seguido de um inversor PWM com filtro LC nos terminais de saída. Apesar da similar topologia do estágio de saída, os dois dispositivos possuem aplicações bastante distintas. Enquanto o último é empregado somente para alimentação de cargas que exijam frequências de 50 ou 60 Hz, fontes programáveis c.a. são utilizadas principalmente para teste de equipamentos elétricos e eletrônicos, o que exige que essas sejam capazes de sintetizar em suas saídas formas de onda de tensão diversas, podendo conter componentes harmônicas de alta frequência. Além disso, esses equipamentos também devem ser capazes de rejeitar os distúrbios de carga com elevado conteúdo harmônico. Dessa forma, fontes programáveis c.a.

apresentam necessidades mais exigentes, do ponto de vista de controle, do que sistemas UPS.

Um ponto a ser destacado é que, conforme já bastante descrito na literatura [7-29], o controlador repetitivo sofre grande perda de desempenho em situações envolvendo variações de frequência. No presente trabalho, este ponto não representa um problema, uma vez que a referência a ser sintetizada é gerada internamente, o que possibilita facilmente a adequação do número de amostras a serem incluídas no atraso do controlador repetitivo.

Neste trabalho, objetiva-se o desenvolvimento uma estratégia de controle, baseada no controlador repetitivo, que seja capaz de satisfazer os requisitos impostos pelas fontes programáveis c.a. e que possam, por consequência, também ser aplicada aos sistemas UPS. Uma metodologia de sintonia para o controlador repetitivo, baseada em técnicas clássicas, é desenvolvida juntamente com um estudo comparativo, a partir de resultados experimentais, do desempenho do controlador repetitivo e do controlador PI.

## II. INVERSOR PWM COM FILTRO LC DE SAÍDA

Fontes programáveis c.a., utilizadas para teste em laboratório de equipamentos eletro-eletrônicos, possuem geralmente construção trifásica, para que possam atender à maioria dos equipamentos elétricos e eletrônicos utilizados na indústria. Contudo, nesse trabalho, será avaliado um sistema monofásico. A justificativa para isso é que os sistemas trifásicos sempre podem ser controlados no referencial girante (*dq*), no caso de sistema a três fios. Em caso de sistema a quatro fios, o controle é feito de forma independente em cada fase ou no referencial *dq* com a adição de uma malha para controle de sequência zero. Em todos os casos, a tarefa de projetar o controlador se resume no projeto de um sistema monofásico, como ilustrado na Figura 1.

Os parâmetros *L* e *C* são, respectivamente, a indutância e a capacitância do filtro de saída. Um pequeno valor de resistência *R* é adicionado para modelar a resistência dos enrolamentos do indutor. *S*<sub>1</sub>, *S*<sub>2</sub>, *S*<sub>3</sub> e *S*<sub>4</sub> representam as chaves eletrônicas que formam o inversor de frequências monofásico em ponte completa. A carga, linear ou não linear, drena a corrente *i*<sub>o</sub> e é posicionada em paralelo com o capacitor do filtro LC. As correntes *i*<sub>L</sub> e *i*<sub>C</sub> circulam pelo indutor e capacitor, respectivamente.

## III. CONTROLE REPETITIVO

O controlador repetitivo surgiu a partir da necessidade de eliminação de distúrbios de carga e do seguimento de referências periódicas em sistemas de controle. As aplicações do controle repetitivo são diversas. Algumas aplicações típicas, além da que é foco desse trabalho são: filtros ativos [12]–[17], retificadores PWM [18]– [19], pré-compensadores de fator de potência [20], manipuladores robóticos [21]– [22] e *drivers* óticos [23]–[24]. Este controlador é baseado no princípio do modelo interno [25], que estabelece que para que um sistema possua erro nulo em regime permanente na presença de qualquer referência ou distúrbio de carga, os modelos dos sinais de entrada devem estar presentes na malha fechada estável do sistema de controle. Como exemplo, para que um sistema com entradas em degrau (*1/s*) apresente erro nulo em regime permanente, um integrador

deve estar presente na malha fechada estável do sistema de controle em questão. Este conceito pode ser facilmente estendido para sistemas que possuem entradas periódicas. Nesse caso, para a obtenção de erro nulo em regime

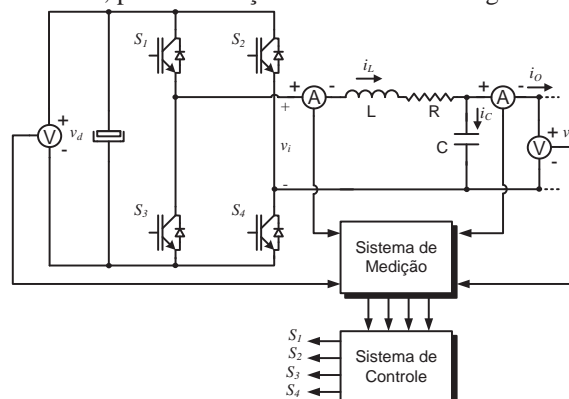


Figura 1. Inversor PWM com filtro LC de saída.

permanente, segundo o princípio do modelo interno, as componentes harmônicas do sinal de entrada:

$$c_k = \frac{k\omega_0}{s^2 + (k\omega_0)^2} \quad (1)$$

onde  $k=1,2,\dots,\infty$  e  $\omega_0$  é frequência fundamental (*rad/s*), devem ser posicionadas na malha fechada estável do sistema, em uma estrutura semelhante à da Figura 2. Nessa figura, há polos em  $\pm j\omega_0 k$  para  $k=1,2, \dots, \infty$ .

A estrutura de banco de filtros ressonantes funciona como um integrador para cada uma das frequências, o que permite eliminar o erro em regime permanente nestas frequências.

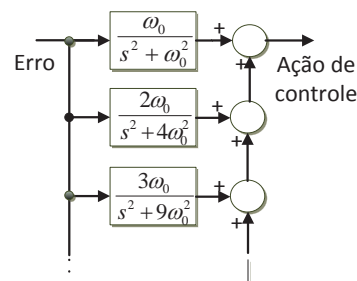


Figura 2. Controlador baseado no princípio do modelo interno aplicado a sistemas com entradas periódicas. associação de filtros ressonantes.

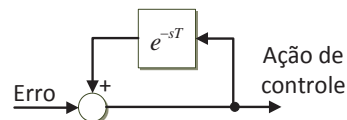


Figura 3. Diagrama de blocos do controlador repetitivo para harmônicas pares e ímpares.

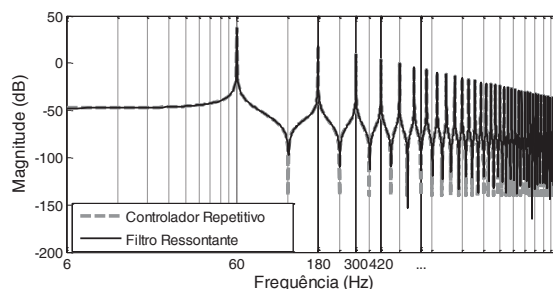


Figura 4. Comparação entre resposta em frequência de um filtro ressonante e um repetitivo.

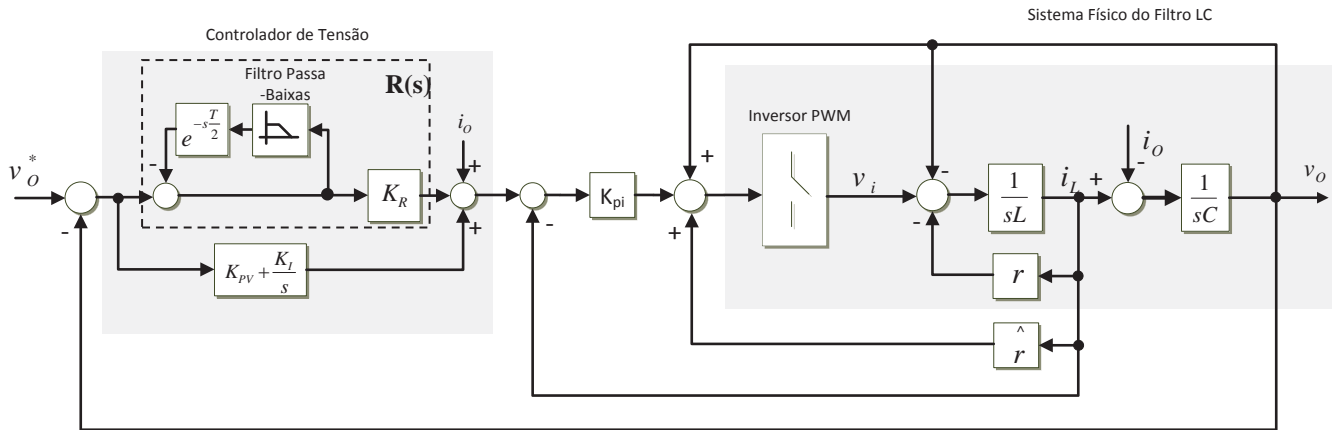


Figura 5. Diagrama de blocos do sistema de controle com controlador PI + repetitivo para tensão e ação proporcional para corrente.

A implementação dessa estrutura pode se tornar inviável a medida que o número de componentes harmônicas nos sinais de entrada torna-se excessivamente grande. Então, uma alternativa foi desenvolvida. O controlador repetitivo possibilita a implementação do princípio do modelo interno para sistemas com entradas periódicas por meio do atraso de um período fundamental do sinal de entrada ( $T_0$ ) posicionado em uma malha de realimentação positiva, conforme ilustrado na Figura 3.

Na Figura 4, é mostrada uma comparação entre a resposta em frequência de um banco de filtros ressonantes com  $k = 1, 2, \dots, 81$  e um controlador repetitivo equivalente ao banco de filtros [28]. Como se pode observar, para todas as frequências múltiplas ímpares da fundamental (60Hz), o ganho de ambos os filtros tende a infinito, funcionando como um integrador para estas frequências.

A função de transferência do controlador repetitivo pode ser facilmente obtida e é mostrada na Eq. (2):

$$\frac{\text{ação de controle}}{\text{erro}} = \frac{1}{1 - e^{-sT_0}} \quad (2)$$

Pode-se mostrar que os polos dessa função de transferência são dados por:

$$s = \pm j\omega_0 k \quad (3)$$

A Eq. (3) mostra que o controlador repetitivo possui os mesmos polos ilustrados na Figura 4, o que comprova o papel desse controlador na implementação do princípio do modelo interno para entradas periódicas. Além disso, existe um polo na origem, quando  $k = 0$ , o que faz com que esse controlador também possa ser aplicado na regulação de sinais de entrada com frequência zero.

Em sistemas de energia, é pouco comum a existência de componentes harmônicas pares em suas tensões e correntes.

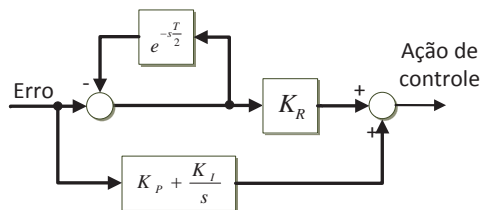


Figura 6. Controlador composto por paralelo de controlador repetitivo para harmônicas ímpares e controlador PI.

Nesse caso, os polos do controlador repetitivo presentes nessas frequências harmônicas não contribuem para um melhor desempenho da malha de controle. Sendo assim, o controlador repetitivo para harmônicos ímpares pode ser utilizado [26]–[27]. A Figura 6 mostra a sua estrutura.

As diferenças em relação ao controlador mostrado na Figura 3 são: a associação do controlador repetitivo a um controlador PI; o caminho de realimentação, que possui sinal negativo; e o valor do atraso, que é a metade daquele utilizado no controlador repetitivo para harmônicos pares e ímpares. Os seus polos se posicionam em  $s = \pm j\omega_0(2k+1)$ , para  $k=0, 1, \dots$  i.e., na frequência fundamental e em todas as componentes harmônicas ímpares. A vantagem da utilização desse controlador é a sua maior rapidez de resposta, em função de utilizar metade do tempo de atraso, o que o faz duas vezes mais rápido em regime transitório.

Uma limitação importante do controlador repetitivo é a sua resposta dinâmica lenta. Em função do atraso presente em sua estrutura, esse não é capaz de compensar modificações abruptas de carga. Para compensar esse fato, o controlador repetitivo é geralmente utilizado em combinação com algum outro controlador que forneça resposta dinâmica rápida.

### III. CONTROLADOR DE TENSÃO

A Figura 6 apresenta a estrutura utilizada para o controle de tensão de saída do filtro LC, constituída pela ação de controle repetitiva em paralelo com um controlador PI. A ação proporcional do controlador PI e o ganho  $K_R$  possibilitam ao sistema de controle rapidez em regime transitório. Os polos, presentes nas frequências zero e múltiplas ímpares da componente fundamental possibilitam erro nulo nas frequências nas quais os polos estão sintonizados.

Interior ao controlador de tensão posiciona-se o controlador de corrente do tipo proporcional [6], que além de

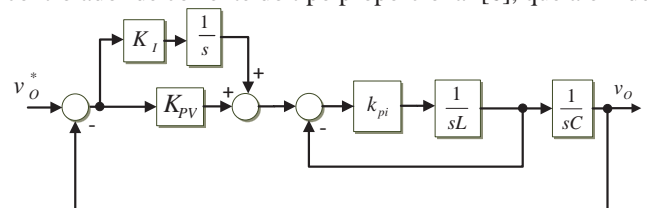


Figura 7. Malha de controle resultante após as compensações das realimentações internas, com  $i_o = 0$  e sem o controlador repetitivo.

promover um maior amortecimento a malha de controle como um todo, tem objetivo de limitar a corrente do conversor. A Figura 5 ilustra a malha de controle com o controlador de tensão, de corrente e a planta.  $R(s)$  representa o controlador repetitivo,  $K_{PV}$  e  $K_I$  são o ganho proporcional e o ganho integral de tensão, respectivamente.  $K_{PI}$  é o ganho proporcional do controlador de corrente e  $K_R$  o ganho do controlador repetitivo.

Como pode ser percebido, um filtro passa-baixas é adicionado em série com o atraso do controlador repetitivo. Esse filtro tem o objetivo de limitar a faixa de passagem do controlador e reduzir, assim, o requisito não realista de eliminar todas as frequências harmônicas múltiplas da componente fundamental, até  $\omega \rightarrow \infty$ , do erro. Em função da faixa de passagem limitada dos elementos da malha de controle, essa tarefa é inviável. A adição do filtro torna-se, então, essencial para evitar instabilidade na interação entre as malhas de tensão e corrente.

Ainda na Figura 5, é utilizada a compensação das realimentações internas de  $v_O$  e  $ri_L$ , onde  $\hat{r}$  é um valor estimado para  $r$  [6].

#### IV. SINTONIA DOS CONTROLADORES

Para o desenvolvimento do controlador, adota-se nesse trabalho uma abordagem em tempo contínuo, seguida da transformação do controlador resultante para o tempo discreto [30].

O procedimento para sintonia dos ganhos dos controladores seguirá duas etapas: a primeira delas é constituída pela sintonia dos ganhos  $K_{PV}$ ,  $K_I$  e  $K_{PI}$  quando o sistema de controle é considerado sem a presença de  $R(s)$ . A segunda etapa consiste na determinação do filtro e do ganho  $K_R$  presentes no controlador repetitivo.

##### A. Sintonia de $K_{PV}$ , $K_I$ e $K_{PI}$

Para a primeira etapa, considera-se a malha de controle mostrada na Figura 7, representando essa o sistema de controle resultante após a compensação das realimentações internas e sem  $R(s)$ . Nessa análise, será apenas considerada a relação entre saída  $v_O$  e referência  $v_O^*$ , com distúrbio de carga nulo, *i.e.*,  $i_O = 0$ . Como as faixas de passagem das malhas de controle são ajustadas para serem suficientemente inferiores à frequência de chaveamento do inversor, a dinâmica desse elemento pode ser desprezada sem prejuízo para o desempenho do controlador.

Em função da malha de corrente ser interna à malha de tensão, os seus parâmetros devem ser determinados primeiramente. Para tanto, o ganho  $K_{PI}$  deve ser ajustado de acordo com a faixa de passagem desejada. Como se trata de uma malha de controle com dinâmica de primeira ordem, essa será sempre estável e, portanto, não há necessidade de preocupação com as margens de estabilidade.

Uma boa aproximação para a frequência de corte da malha de corrente pode ser obtida pela frequência de *crossover*, ou seja, a frequência de cruzamento com *0dB* da função de transferência em malha aberta [31]. Dessa forma, o ganho  $K_{PI}$  pode ser obtido a partir de:

$$\frac{K_{PI}}{\omega_i L} = 1 \quad (4)$$

onde  $\omega_i$  é a frequência angular de corte desejada da malha de corrente. Como um critério de ordem prática,  $\omega_i$  deve ser suficientemente afastada da frequência de chaveamento do modulador PWM, para que a dinâmica desse último possa ser desprezada sem prejuízo para a malha de controle. Com objetivo de determinar os demais ganhos, apresenta-se, primeiramente, a função de transferência em malha aberta ( $H(s)$ ) do sistema de controle mostrado na Figura 7.

$$H(s) = \left( \frac{sK_{PV} + K_{PI}}{s} \right) \times \left( \frac{K_{PI}}{sL + K_{PI}} \right) \times \left( \frac{1}{sC} \right) \quad (5)$$

As expressões para o módulo e ângulo da Eq. (5) são mostrados nas Eq. (6) e (7), respectivamente.

$$|H(s)| = \frac{K_{PI} \sqrt{K_I^2 + (\omega K_{PV})^2}}{\omega^2 C \sqrt{K_{PI}^2 + (\omega L)^2}} \quad (6)$$

$$\angle H(s) = \tan^{-1} \left( \frac{\omega K_{PV}}{K_I} \right) - \tan^{-1} \left( \frac{\omega L}{K_{PI}} \right) - 180^\circ \quad (7)$$

Empregando a aproximação da frequência de *crossover* para a frequência de corte da malha de controle, e a expressão para a margem de fase ( $Phm = 180^\circ + \angle H(s)$ ), obtém-se as seguintes equações que devem ser resolvidas para determinação de  $K_{PV}$  e  $K_I$ , tendo sido  $K_{PI}$  determinado por meio da Eq. (4).

$$\frac{K_{PI} \sqrt{K_I^2 + (\omega_v K_{PV})^2}}{\omega_v^2 C \sqrt{K_{PI}^2 + (\omega_v L)^2}} = 1 \quad (8)$$

$$\tan^{-1} \left( \frac{\omega_v K_{PV}}{K_I} \right) - \tan^{-1} \left( \frac{\omega_v L}{K_{PI}} \right) = Phm \quad (9)$$

##### B. Determinação dos Parâmetros do Controlador Repetitivo

Para completar o projeto do controlador, resta determinar a função de transferência do filtro passa-baixas e do ganho  $K_R$ . As condições desejáveis para o filtro são: possuir frequência de corte inferior à frequência de corte da malha de corrente e possuir característica de fase nula em sua faixa de passagem, para que não haja deslocamento no posicionamento dos polos do controlador repetitivo. Então, o filtro escolhido é a versão discretizada de um filtro passa baixas de segunda ordem cuja função de transferência é apresentada na Eq. (10).

$$F(s) = \frac{e^{\tau s}}{s^2 / \omega_c^2 + 2\zeta s / \omega_c + 1} \quad (10)$$

na qual  $\omega_c$  é a frequência de corte do filtro, em *rad/s*, e  $\zeta$  o seu fator de amortecimento. O avanço ( $e^{\tau s}$ ) é utilizado para compensar o atraso de fase promovido pelo filtro evitando, assim, o deslocamento dos polos do controlador repetitivo em relação às frequências para as quais foram sintonizados.

O ganho do controlador repetitivo ( $K_R$ ) contribui para a rapidez do sistema de controle em regime transitório. Contudo, altos valores desse ganho podem tornar a malha de



**TABELA I**  
**Parâmetros utilizados no experimento.**

Grandeza	Valor	Unidade
Capacitância do filtro	90	$\mu\text{F}$
Indutância do filtro	29,3	$\mu\text{H}$
Resistência do filtro	70	$\text{m}\Omega$
Capacitância da carga	2,2	$\text{mF}$
Frequência de chaveamento	40	$\text{kHz}$
Frequência de amostragem	40	$\text{kHz}$
Frequência da referência	100	$\text{Hz}$
Tensão nominal de saída	5	$\text{V}_{\text{rms}}$
Corrente nominal de saída	2	$\text{A}_{\text{rms}}$
Potência nominal de saída	10	$\text{VA}$
Tensão do barramento CC	20	$\text{V}$

controle instável. Assim, o seu valor deve ser o maior possível contanto que não cause instabilidade na malha de controle e nem a saturação do inversor PWM.

Para a aplicação da metodologia de sintonia apresentada, utiliza-se os parâmetros do arranjo experimental construído, ilustrados na Tabela 1. Com esses valores, é possível determinar os parâmetros dos controladores seguindo procedimento apresentado.

A Figura 8 mostra as curvas de resposta em frequência da função de transferência em malha aberta da Figura 7 ( $H(s)$ ), com os ganhos  $K_{PI} = 0,1759$ ,  $K_{PV} = 14,73$  e  $K_I = 3,89 \times 10^4$ .

Nesse diagrama, a curva de fase tende assintoticamente para  $180^\circ$  tanto para  $\omega \rightarrow 0$  quanto para  $\omega \rightarrow \infty$ . Nessas frequências, a curva de ganho tende para  $\pm\infty$ , fazendo com que a margem de ganho seja infinita. Assim, pode-se garantir que o sistema da Figura 7 é, de fato, estável.

O filtro passa baixas  $F(s)$  deve ter frequência de corte ( $\omega_c$ ) inferior à da malha de corrente e preferencialmente, fase nula em toda sua faixa de passagem. Seu fator de amortecimento  $\zeta$  deve ser escolhido de forma a eliminar sobressinais e garantir rapidez em sua resposta transitória. Com base nos parâmetros para o sistema experimental implementado, os valores escolhidos para esses parâmetros são:  $\omega_c = 8\text{kHz}$ ,  $\zeta = 0,7$ . Para compensar o atraso de fase inerente à esse filtro de segunda ordem, propõe-se a inclusão de unidades de avanço à função de transferência discretizada do mesmo.

A Figura 9 mostra as curvas de fase das funções de transferência:  $F(z)$ ,  $zF(z)$ ,  $z^2F(z)$  e  $z^3F(z)$ .

Conforme pode ser verificado nessa figura, o número de avanços que faz com que a curva de fase do filtro mais se aproxime de  $0^\circ$  em sua faixa de passagem é igual a 2.

Alguns comentários finais a respeito do projeto do filtro são pertinentes:  $F(z)$  é obtida por meio da aplicação da transformação bilinear, ou de Tustin [30], a  $F(s)$ ; a adição do avanço à função de transferência do filtro não altera a sua característica de módulo; a curva de fase para frequências superiores a  $\omega_c$  pode assumir valores significativamente positivos. Contudo, esse desvio não é importante, uma vez que nessas frequências, o filtro promove uma atenuação significativa. A inclusão do termo de avanço ( $z^2$ ) à função de transferência do filtro torna-o não causal, ou seja, a saída presente depende de valores futuros da entrada. Entretanto, uma vez que este filtro e o termo de avanço encontram-se em série com o atraso do controlador repetitivo, um cancelamento do termo de avanço pode ser feito com termos de atraso do controlador repetitivo, viabilizando a implementação desta estrutura.

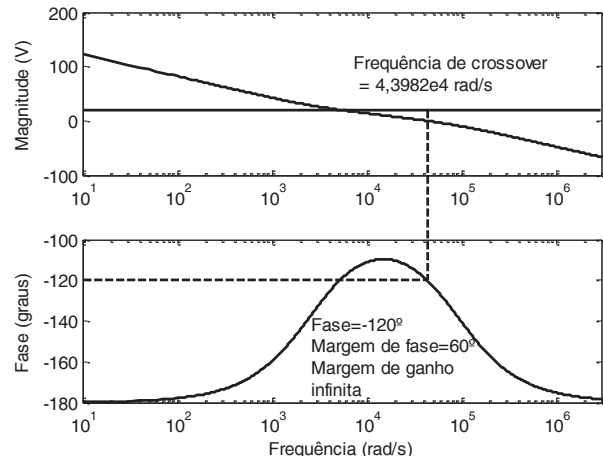


Figura 8. Diagrama de Bode incluindo margem de ganho e margem de fase da função de transferência em malha aberta  $H(s)$ .

A Figura 10 apresenta os diagramas de Bode das funções de transferência em malha aberta do sistema de controle com e sem a ação repetitiva. As duas curvas são praticamente coincidentes, exceto nos picos promovidos pelo controlador repetitivo. Também pode ser visto na figura que as duas curvas possuem aproximadamente a mesma margem de fase e frequência de *crossover*, o que demonstra que o sistema de controle com o controlador repetitivo também é estável e possui aproximadamente a mesma faixa de passagem que o sistema sem o controlador repetitivo.

O último passo do projeto do controlador é a determinação do ganho  $K_R$ . Quanto maior o valor desse ganho, mais rápida é a resposta do sistema de controle em regime transitório. Assim, esse ganho deve possuir o maior valor possível que não cause instabilidade na malha de controle e que não provoque a saturação do inversor PWM. Para avaliar o efeito do aumento de  $K_R$ , as Figuras 11 (a) e (b) mostram os diagramas de Bode do sistema de controle em malha aberta, em torno da frequência de *crossover*, para  $K_R = 20$  e  $30$ , respectivamente.

Observa-se nessas figuras que, em função dos picos promovidos pelo controlador repetitivo, as curvas cruzam a linha de  $0\text{ dB}$  em diversos pontos. Para  $K_R = 20$ , a menor margem de fase obtida é de  $35^\circ$ . Para  $K_R = 30$ , obtém-se  $31^\circ$  para a menor margem de fase. Dessa forma, pode-se concluir que o aumento de  $K_R$  reduz progressivamente a margem de fase do sistema de controle.

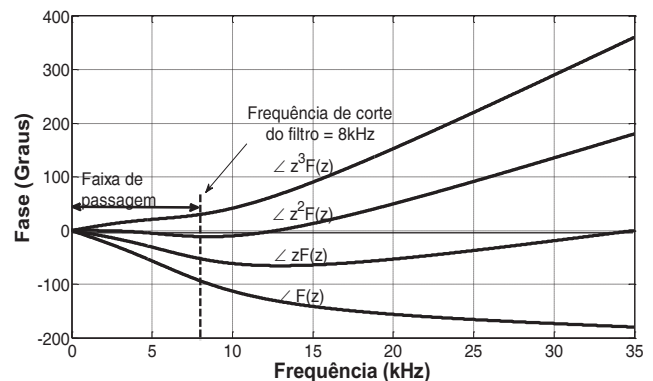


Figura 9. Curva de fase do filtro para diferentes valores de avanço aplicados ao mesmo.

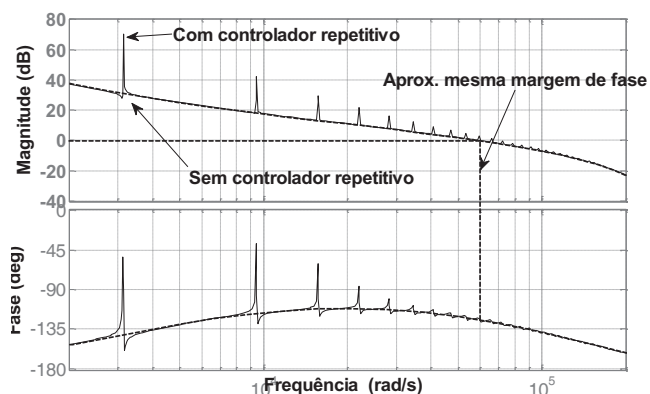


Figura 10. Diagrama de Bode em malha aberta com e sem  $R(s)$ .  $K_R=1$ .

Uma vez que o aumento de  $K_R$  impõe maior esforço de controle e eventual saturação do inversor PWM, optou-se por utilizar um valor igual a 30. Em algumas referências, como [35–36] é apresentado um estudo sobre o impacto desse ganho do controlador repetitivo na estabilidade do sistema.

A Figura 12 mostra as curvas rejeição à perturbação (rigidez dinâmica) do sistema de controle quando opera com e sem o controlador repetitivo. Observa-se o benefício promovido pelo controlador repetitivo.

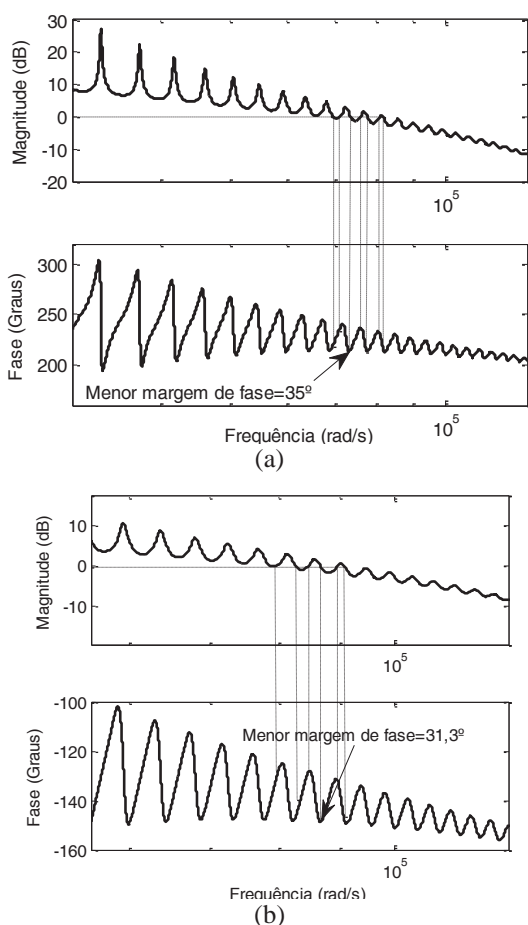


Figura 11. Diagrama de Bode incluindo margem de ganho e margem de fase da função de transferência em malha aberta  $H(s)$  para o sistema de controle com controlador repetitivo e PI. (a)  $K_R=20$ ; (b)  $K_R=30$ .

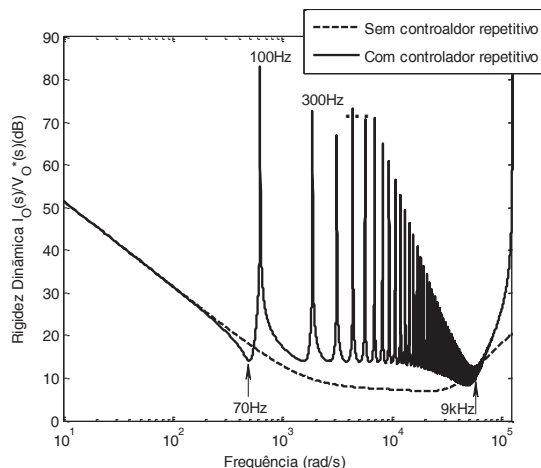


Figura 12. Curvas de rigidez dinâmica com e sem o controlador repetitivo.

Nas frequências harmônicas ímpares da componente fundamental, o controlador repetitivo promove picos na curva de rigidez dinâmica do sistema, fazendo com que esse possua adequada característica de rejeição a perturbações. Pode ser visto nessa figura que a curva de rigidez dinâmica do sistema de controle funcionando com o controlador repetitivo, próximo às frequências de 70Hz e 9kHz, possui valor inferior a curva do sistema sem o mesmo. Contudo, esse fato não compromete a eficácia do controlador, visto que não há componentes nessas frequências no sistema de controle.

Na seção que segue, é apresentada a validação da metodologia de controle, por meio de resultados experimentais.

## V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o intuito de avaliar experimentalmente o controlador, um protótipo foi construído. Para efeito de estudo, realizaram-se experimentos nos quais foi aplicado apenas o controlador PI e comparados com os resultados obtidos com o controlador PI em paralelo com o controlador repetitivo. A tensão a ser sintetizada pelo inversor possui 5V de pico com frequência de 100Hz. A corrente nominal do conversor é de 2A.

O estágio inversor é implementado com um circuito integrado L298 [32], que é composto por duas pontes H que podem ser utilizadas de forma independente ou em paralelo, para uma maior capacidade de corrente.

Na montagem realizada, utilizou-se apenas uma das pontes disponíveis. A escolha desse componente se deu pelo baixo custo e pela possibilidade de comando independente de cada braço da ponte H, o que permite a utilização da modulação PWM unipolar [33]. A frequência de chaveamento ( $f_{ch}$ ) utilizada foi de 40kHz, que é a máxima frequência recomendada na folha de dados do componente. Nos terminais de saída do inversor, é conectado o filtro LC.

O algoritmo de controle foi programado em um kit DSP TMS320F28027, da série Piccolo, família C2000 da Texas Instruments. A programação é realizada com a utilização da ferramenta Embedded Coder presente no ambiente de simulação Simulink do software Matlab.

Na Figura 13 são mostradas as formas de onda obtidas com um experimento do controlador desenvolvido em um protótipo cujos parâmetros são apresentados na Tabela 1.

Nas Figuras 13 (a) e (b), o canal 1 do osciloscópio mostra a curva de tensão de saída, enquanto o canal 2 mostra a corrente drenada pela carga. A curva de tensão está multiplicada por um ganho de 0,26 enquanto a curva de corrente apresenta ganho de 0,6. Ambas as curvas possuem *offset* de 1,5V.

A Figura 13 (a) mostra o resultado do controlador PI apenas, enquanto a Figura 13 (b) mostra o resultado do controlador formado pelo paralelo do controlador PI e do controlador repetitivo. Comparando-se as Figuras 13 (a) e 13 (b), constata-se o benefício do controlador repetitivo, que consegue rejeitar de forma muito mais efetiva o distúrbio de carga do que o controlador PI apenas.

As Figuras 13 (c) e (d) mostram os resultados experimentais para referência triangular. Na Figura 13 (c) pode-se observar que o controlador PI é incapaz de sintetizar as componentes de alta frequência presentes nos vértices da forma de onda triangular. Já o sistema de controle funcionando com o controlador repetitivo possui ganho teoricamente infinito em todas as componentes harmônicas

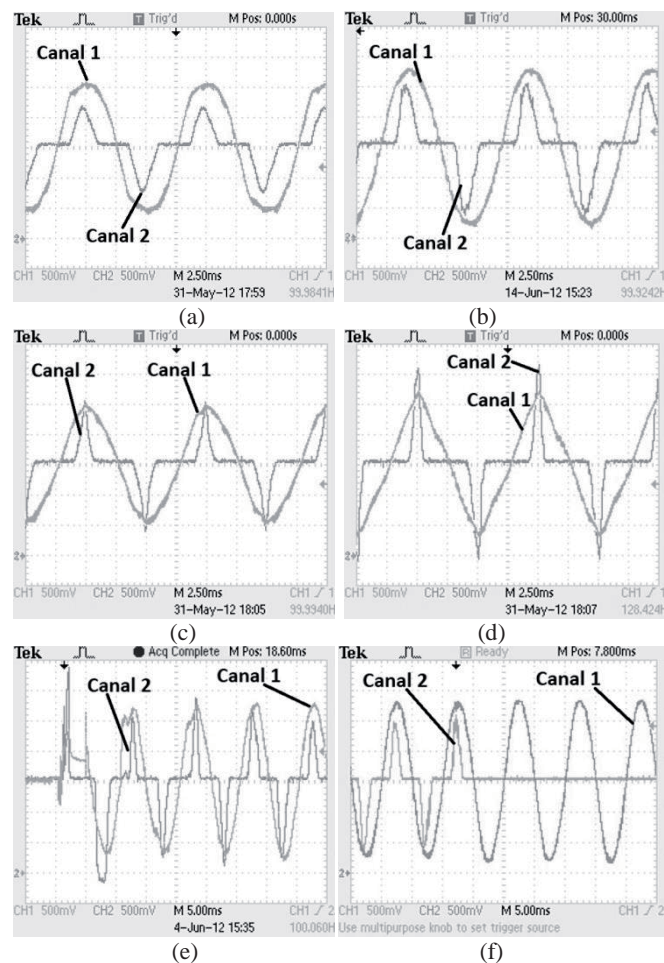


Figura 13. Resultados experimentais: (a–b) referência senoidal com e sem R(s); (c–d) referência triangular com e sem R(s); (e–f) transitório de partida e desligamento da carga, para referência senoidal com controlador repetitivo.

ímpares da frequência fundamental, até o limite estabelecido pela frequência de corte de  $F(z)$ , o que garante um melhor rastreamento da referência e uma melhor característica de rejeição a perturbação de carga, o que pode ser visto na Figura 13 (b).

As Figuras 13 (e) e (f) mostram os transitórios de partida e desligamento da carga. Na Figura 13 (e) observa-se, no primeiro semi-ciclo, um grande desvio sofrido pela tensão de saída. Esse fato ocorre em função da grande corrente inicial drenada pela carga que é ocasionada pela carga do capacitor. Além disso, no semi-ciclo inicial, o controlador repetitivo não possui qualquer atuação, uma vez que sua ação de controle possui um atraso de meio período da componente fundamental. Após o primeiro semi-ciclo, o controlador repetitivo inicia a atuação e faz com que a tensão de saída atinja o seu valor de regime permanente a partir do quarto ciclo, o que demonstra a rapidez em regime transitório do controlador desenvolvido. Na Figura 13 (d), apresenta-se o transitório proveniente da saída de 100% da carga. Observa-se que já no ciclo subsequente ao evento de retirada da carga, a tensão de saída já se encontra em regime permanente, o que mais uma vez atesta a rapidez do controlador.

O estudo realizado trata-se de uma comparação experimental entre técnicas de controle utilizando PI e PI mais controlador repetitivo, aplicados a uma fonte programável de potência. Não foi possível obter os mesmos nos experimentos realizados, já que o kit DSP TMS320F28027 não possui saídas analógicas.

Na análise e nos resultados apresentados, não houve preocupação com a perda de desempenho do controlador repetitivo devido à variações da frequência da tensão a ser sintetizada, uma vez que, por se tratar da aplicação em uma fonte programável, esta frequência é sempre conhecida pelo controlador, o qual pode ter o número de atrasos ajustado para minimizar o impacto da variação da frequência no desempenho do sistema.

## VI. CONCLUSÕES

Esse trabalho apresenta a aplicação do controle repetitivo para o controle da tensão de saída de uma fonte c.a. programável. Foi mostrado que esse controlador é uma alternativa para a implementação do princípio do modelo interno em sistemas cujas entradas são periódicas compostas por uma frequência fundamental e suas infinitas componentes harmônicas. Em função do atraso presente em sua estrutura, o controlador repetitivo possui característica lenta em regime transitório. Para compensar esse fato, esse controlador é geralmente utilizado em combinação com outro controlador que ofereça resposta dinâmica rápida. Foi mostrada uma forma de implementação do controlador de tensão que é constituída pelo paralelo da ação de controle repetitiva e do controlador PI. Para sintonia dos ganhos presentes na malha de controle, foi utilizada uma abordagem no domínio da frequência para obtenção de margens de estabilidade e faixas de passagem satisfatórias. Foram apresentados os resultados experimentais obtidos com a aplicação em um protótipo de escala reduzida. O sistema considerado envolve o controle de um inversor PWM com filtro *LC* de saída alimentando uma carga não-linear. O controlador desenvolvido para o experimento apresentou



desempenho satisfatório tanto em regime permanente, rejeitando bem o distúrbio da carga não linear com elevado conteúdo harmônico, quanto em regime transitório, fazendo com que a tensão de saída alcançasse o regime permanente em poucos ciclos da componente fundamental.

#### AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio financeiro da CAPES e da FAPEMIG, assim como o apoio institucional do CEFET-MG, da UFMG e dos seus respectivos programas de pós-graduação em engenharia elétrica.

#### REFERÊNCIAS

- [1] T. Kawabata, T. Miyashita, and Y. Yamamoto, "Digital control of three-phase pwm inverter with lc filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 62–72, Janeiro 1991.
- [2] A. Kawamura, T. Haneyoshi, and R. Hoft, "Deadbeat controlled pwm inverter with parameter estimation using only voltage sensor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 118–125, Abril 1988.
- [3] S. Buso, S. Fasolo, and P. Mattavelli, "Uninterruptible power supply multiloop control employing digital predictive voltage and current regulators," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 6, pp. 1846–1854, Novembro/Dezembro 2001.
- [4] P. Mattavelli, "An improved deadbeat control for ups using disturbance observers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 206–212, Fevereiro 2005.
- [5] S. L. Jung, H.-S. Huang, M.-Y. Chang, and Y.-Y. Tzou, "Dsp-based multiple-loop control strategy for single-phase inverters used in ac power sources," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 706–712, 1997.
- [6] M. J. Ryan, W. E. Brumsickle, and R. D. Lorenz, "Control topology options for single-phase ups inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 2, pp. 493–501, Março/Abril 1997.
- [7] K. Zhou, D. Wang, B. Zhang, and Y. Wang, "Plug-in dual-mode structure repetitive controller for cvcf pwm inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 784–791, Março 2009.
- [8] L. Cuiyan, Z. Dongchun, and Z. Xianyi, "Survey of repetitive control," *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, vol. 2, pp. 1160–1166, Setembro/Outubro 2004.
- [9] B. Zhang, D. Wang, K. Zhou, and Y. Wang, "Linear phase lead compensation repetitive control of a cvcf pwm inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1595–1602, Abril 2008.
- [10] Y. Ye, B. Zhang, K. Zhou, and Y. Wang, "High-performance cascadetype repetitive controller for cvcf pwm inverter: analysis and design," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 1, pp. 112–118, Janeiro 2007.
- [11] 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, no. 4, pp. 715–725, Julho 1997.
- [12] A. García-Cerrada, O. Pinzón-Ardila, V. Feliu-Batlle, P. Roncero-Sánchez, and P. García-González, "Application of a repetitive controller for a three-phase active power filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 1, pp. 237–246, Janeiro 2007.
- [13] R. Griñó, R. Costa-Castelló, and E. Fossas, "Odd-harmonic digital repetitive control of a single-phase current active filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 4, pp. 1060–1068, Julho 2004.
- [14] R. Griñó, R. Cardoner, R. Costa-Castelló, and E. Fossas, "Digital repetitive control of a three-phase four-wire shunt active filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 3, pp. 1495–1503, Junho 2007.
- [15] R. Costa-Castelló, R. Griñó, R. C. Parpal, and E. Fossas, "Highperformance control of a single-phase shunt active filter," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 17, no. 6, pp. 1318–1329, Novembro 2009.
- [16] J. Miret, M. Castilla, J. Matas, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, "Selective harmonic-compensation control for single-phase active power filter with high harmonic rejection," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 8, pp. 3117–3127, Agosto 2009.
- [17] P. Mattavelli and F. P. Marafão, "Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 5, pp. 1018–1024, Outubro 2004.
- [18] C. Wang, Y. Zou, Y. Zhang, Y. Xu, X. She, and F. Li, "Research on the single-phase pwm rectifier based on the repetitive control," *IEEE International Conference on Industrial Technology - ICIT*, vol. 56, no. 8, pp. 1–7, Abril 2008.
- [19] K. Zhou and D. Wang, "Digital repetitive controlled three-phase pwm rectifier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 309–316, Janeiro 2003.
- [20] G. Escobar, M. Hernández-Gómez, P. R. Martínez, and M. F. Martínez-Montejano, "A repetitive-based controller for a power factor precompensator," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 54, no. 9, pp. 1968–1976, Setembro 2007.
- [21] J. Kasac, B. Novakovic, D. Majetic, and D. Brezak, "Passive internal model based repetitive control of robot manipulators," *IEEE International Conference on Control Applications*, pp. 3253–3258, Outubro 2006.
- [22] V. Feliu, I. Muñoz, P. L. Roncero, and J. J. López, "Repetitive control for single link flexible manipulators," *IEEE Conference on Robotics and Automation*, pp. 4303–4308, Abril 2005.
- [23] K. Kalyanam and T.-C. Tsao, "Two-period repetitive and adaptive control for repeatable and nonrepeatable runout compensation in disk drive track following," *IEEE/ASME Transaction on Mechatronics*, Abril 2011.
- [24] S.-W. Park, J. Jeong, H. S. Yang, Y.-P. Park, and N.-C. Park, "Repetitive controller design for minimum track misregistration in hard disk drives," *IEEE Transaction*



- on *Magnetics*, vol. 41, no. 9, pp. 2522–2528, Setembro 2005.
- [25] B. A. Francis and W. M. Wonham, “The internal model principle of control theory,” *Automatica*, vol. 12, pp. 457–465, Setembro 1976.
- [26] R. Griñó and R. Costa-Castelló, “Digital repetitive plug-in controller for odd-harmonic periodic references and disturbances,” *Automatica*, vol. 41, no. 1, pp. 153–157, Agosto 2004.
- [27] K. Zhou, K.-S. Low, D. Wang, F.-L. Luo, B. Zhang, and Y. Wang, “Zero-phase odd-harmonic repetitive controller for a single-phase pwm inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 1, pp. 193–201, Janeiro 2006.
- [28] J. L. Ramos, G. Escobar, P. R. Martinez, and P. Mattavelli, “Analog circuits to implement repetitive controllers for tracking and disturbance rejection of periodic signals,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 52, no. 8, pp. 466–470, Agosto 2005.
- [29] G. Escobar, P. R. Martinez, and J. Leyva-Ramos, “Analog circuits to implement repetitive controllers with feedforward for harmonic compensation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 2, pp. 567–573, Fevereiro 2007.
- [30] K. J. Astrom and B. Wittenmark, *Computer Controlled Systems: Theory and Design*. Prentice Hall, 1996.
- [31] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*. Morgan and Claypool Publishers, 2006.
- [32] ST. Datasheet. L298 Dual full-bridge driver, ST.
- [33] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robins, *Power Electronics: converters, applications and design*. Wiley, 2002.
- [34] L. Michels, M. Stefanello and H.A.Gründling, H. A. Controlador repetitivo para inversores PWM com referência de frequência variável. *Controle & Automação (Impresso)*, v. 20, p. 394-404, 2009.
- [35] J.L.Olm, G.A. Ramos and R. Costa-Castello. Stability analysis of digital repetitive control systems under time-varying sampling period. *IET Control Theory and Applications*, vol. 5, no. 1, pp. 29-37. 2011.
- [36] R. V. Tambara, F. H. Dupont, L. Della Flora, and H. A. Gründling, “Analysis of performance of an RMRAC controller in discrete-time via z transform and delta transform,” in *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, nov. 2011, pp. 492.
- [37] E. G. Carati, V. F. Montagner, and H. A. Gründling, “A single-phase AC Power source using robust model reference adaptive control,” in *Industrial Electronics Society, 2000. IECON 2000. 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 2, 2000, pp. 1428–1432 vol.2.
- [38] C. Rech, H. Pinheiro, H. A. Gründling, H. L. Hey, and J. R. Pinheiro, “Comparison of digital control techniques with repetitive integral action for low cost PWM inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 401–410, Jan. 2003.
- [39] V. F. Montagner, E. G. Carati, and H. A. Gründling, “Design and analysis of a linear quadratic regulator with repetitive controller for AC power supplies,” in *2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE-2003*, vol. 3, Rio de Janeiro, Brazil, June 2003, pp. 109–114.
- [40] L. Della Flora and H. A. Gründling, “Time domain sinusoidal acceleration controller for an electrodynamic shaker,” *Control Theory Applications, IET*, vol. 2, no. 12, pp. 1044–1053, december 2008.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**André Felipe B. O. Silva**, nascido em 12/01/1987 em Brasília-DF é engenheiro eletricitista (2009) e mestre (2012) em Engenharia Elétrica pelo Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais na cidade de Belo Horizonte-MG. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, controle aplicado a sistemas baseados em eletrônica de potência, acionamentos elétricos, eficiência energética e fontes alternativas de energia.

**Sidelmo Magalhães Silva**, possui graduação, mestrado em doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG, 1997 - Medalha de Ouro, 1999 e 2003). De outubro de 2001 a agosto de 2002, trabalhou no Departamento de Desenvolvimento de Produtos da ABB, na Suíça, onde atuou no desenvolvimento de equipamentos para aplicações em Qualidade da Energia Elétrica. Atualmente é Professor do Departamento de Engenharia Elétrica da UFMG. Tem experiência nas áreas de projeto de conversores estáticos de potência, sistemas digitais de processamento de sinais para o controle de conversores estáticos, análise e solução de problemas de qualidade da energia elétrica.

**Cláudio H. G. Santos**, nascido em 05/10/1982 em Divinópolis, possui graduação em Engenharia Industrial Elétrica pelo Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais (2008) e mestrado em Engenharia Elétrica pelo Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais (2011). Atualmente é professor de engenharia elétrica na Universidade Federal de Ouro Preto. Em 2012, lecionou na União de Negócios e Administração. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência, Sistemas de Controle e Modelagem Computacional.

**Braz de J. Cardoso Filho**, possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG, 1987), mestrado em Engenharia Elétrica pela UFMG (1991) e doutorado em Engenharia Elétrica - University of Wisconsin - Madison (1998). Atualmente é professor da UFMG, atuando principalmente nos seguintes temas: conversores estáticos industriais em baixa e média tensão, acionamento elétrico e qualidade da energia.