

SÍNTESE DE CONTROLADORES REPETITIVOS BASEADA EM PARÂMETROS DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

OSVALDO DA SILVA BRANDÃO JUNIOR,*LUÍS FERNANDO ALVES PEREIRA,*JEFERSON VIEIRA FLORES*

*Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal do Rio Grande do Sul
Porto Alegre, Rio Grande do Sul, Brasil

Emails: osvaldo.brandao@ufrgs.br, lfpereira@ufrgs.br, jeferson.flores@ufrgs.br

Abstract— This paper presents a methodology for the synthesis of repetitive controllers based on the frequency response, using stability margins as project objectives. It's proposed the tuning of two parameters, the cutoff frequency of the low-pass filter and the controller direct gain, as well as corrections to the delay element. Examples in application of the method will be presented for different process classes, as well as performance parameters obtained in each case.

Keywords— Repetitive Controller, Frequency Response, Stability Margins.

Resumo— Este artigo apresenta uma metodologia de sintonia de controladores repetitivos baseada na resposta em frequência, utilizando margens de estabilidade como objetivo de projeto. É proposta a sintonia de dois parâmetros, a frequência de corte de um filtro passa baixas e o ganho direto do controlador, além de correções ao elemento de atraso. São apresentados exemplos de aplicações do método em diferentes classes de processos, bem como parâmetros de desempenho obtidos em cada caso.

Palavras-chave— Controlador Repetitivo, Resposta em Frequência, Margens de Estabilidade.

1 Introdução

Seguimento de referências e rejeição de distúrbios são assuntos amplamente abordados por engenheiros de controle, uma vez que são requisitos comuns em diversas aplicações práticas como no controle de motores CC (Yang et al., 2019), de turbinas eólicas (Soliman et al., 2019) e de fontes ininterruptas de energia (UPS) (Lorenzini et al., 2018; Wei et al., 2019; Solomin et al., 2019), para citar alguns.

Casos especiais, em que a referência ou distúrbio são de natureza periódica, controladores comumente empregados, como o Proporcional, Integral e Derivativo - PID, não asseguram o desempenho adequado. A garantia de seguimento ou rejeição se dá através do Princípio do Modelo Interno (PMI) (Chen, 1970), onde, assegurada a estabilidade de malha fechada, faz-se necessário que o controlador contribua com magnitude infinita nas frequências que deseja-se seguir e/ou rejeitar para se obter erro de seguimento nulo e rejeição completa aos distúrbios. Visando atender as condições do PMI, foram propostos os controladores ressonantes e múltiplos ressonantes (Pereira et al., 2014). Porém, estes controladores podem apresentar elevada ordem e sintonia complexa, pois para cada componente frequencial presente nos sinais que se deseja seguir e/ou rejeitar deve-se incluir no controlador um modo ressonante de segunda ordem, com até três parâmetros de sintonia.

A fim de diminuir a ordem do controlador e o número de parâmetros de sintonia quando o objetivo é seguir/rejeitar sinais com elevado conteúdo harmônico, foram propostos os chamados controladores repetitivos (Hara et al., 1988). Estes con-

troladores apresentam uma estrutura simples, baseada na inserção de um elemento de atraso em um laço de realimentação positiva e com ganho unitário na malha direta. O valor do atraso de transporte corresponde ao período fundamental do sinal que se deseja seguir ou rejeitar. Tais controladores apresentam em sua resposta frequencial infinitos picos de ressonância localizados em frequências múltiplas inteiras da frequência fundamental de interesse.

O projeto de controladores repetitivos não é trivial devido ao elemento de atraso introduzido na malha de controle, podendo variar de métodos baseados em resposta frequência à solução de problemas de otimização. Em (Mitrevska et al., 2018) é proposto um método de sintonia a partir de análise frequencial de controladores repetitivos de tempo discreto aplicados a atuadores lineares com incerteza de fase. Métodos de otimização heurística foram utilizados em (Chen and Zhang, 2009) buscando maximizar o ganho direto de um compensador de avanço limitado a uma restrição de estabilidade. Em (Flores et al., 2016), é resolvido um problema de otimização com restrições *LMI* (*Linear Matrix Inequalities*) de forma a garantir a estabilidade e desempenho do sistema em malha fechada.

Tais referências, porém, utilizam-se de métodos complexos para a garantia de estabilidade e desempenho ou se aplicam apenas a casos específicos. Tendo isto em mente, este trabalho propõe-se a apresentar uma metodologia sistemática para sintonia de controladores repetitivos baseado na resposta em frequência de processos, empregando como métrica de projeto as margens de estabilidade e a largura de banda. Será determinada uma

frequência máxima de seguimento de referências baseada nas curvas de fase do controlador repetitivo e do processo a ser controlado. A frequência do filtro passa-baixas, presente na topologia do controlador, é escolhida de acordo com a margem de fase desejada. Por fim, sintoniza-se o ganho direto do controlador de forma a maximizar a largura de banda.

2 Formulação do Problema

O controlador repetitivo foi proposto pela primeira vez por (Inoue et al., 1981), com a finalidade de garantir o seguimento de referências e/ou rejeição de distúrbios periódicos. Fundamentalmente, este controlador tem princípio de funcionamento baseado no PMI e é composto por um ganho unitário na malha direta e um elemento de atraso de transporte em um laço de realimentação positiva. Nesse caso, o valor do atraso de transporte (τ_r) corresponde ao período fundamental do sinal a ser seguido ou rejeitado.

A implementação prática do controlador repetitivo é apresentada na Figura 1, em que se evidencia o elemento de atraso e um filtro passa baixa $Q(s)$ na malha de realimentação. Este filtro é o responsável por melhorar as margens de estabilidade e a robustez do controlador. Além disso, é considerado um ganho k_r como parâmetro adicional de projeto.

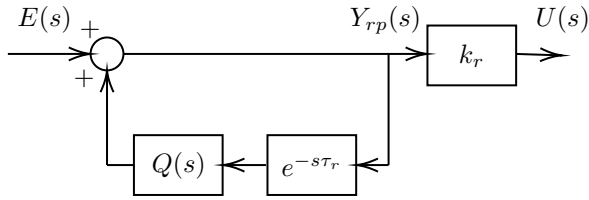


Figura 1: Topologia do controlador.

A partir desta figura, segue que a função de transferência entre o sinal de erro de seguimento $E(s) = R(s) - Y(s)$ e o sinal $Y_{rp}(s)$ é dada por

$$C_{rp}(s) = \frac{Y_{rp}(s)}{E(s)} = \frac{1}{1 - Q(s)e^{-s\tau_r}}, \quad (1)$$

onde $Q(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c}$ é um filtro passa baixas de primeira ordem com frequência de corte ω_c e $\omega_r = 2\pi/\tau_r$ é a frequência fundamental do sinal a ser seguido e/ou rejeitado. O sinal de controle entregue à planta é composto pela multiplicação de $Y_{rp}(s)$ por um ganho k_r . Tanto este ganho quanto a frequência de corte ω_c são parâmetros de sintonia a serem determinados na etapa de projeto do controlador.

A fim de evidenciar o comportamento da resposta em frequência do controlador repetitivo, calcula-se a contribuição de ganho e fase deste controlador. Assim, aplicando a identidade de Euler

$e^{j\omega} = \cos(\omega) + j\sin(\omega)$ em (1) segue que a magnitude e fase de $C_{rp}(s)$ são dadas por

$$|C_{rp}(j\omega)| = \frac{\sqrt{\omega^2 + \omega_c^2}}{\sqrt{(\omega + \omega_c \sin(\omega\tau_r))^2 + \omega_c^2(1 - \cos(\omega\tau_r))^2}} \quad (2)$$

e

$$\angle C_{rp}(j\omega) = \text{atan}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) - \text{atan}\left(\frac{\omega + \omega_c \sin(\omega\tau_r)}{\omega_c - \cos(\omega\tau_r)}\right). \quad (3)$$

Na Figura 2 é apresentado o diagrama de Bode de $C_{rp}(j\omega)$ para diferentes valores de ω_c e $\omega_r = 1$ rad/s. Nota-se que ao diminuir-se o valor da frequência de corte do filtro, há uma diminuição das amplitudes do ganho e da fase, fato que será explorado na seção seguinte. Além disso, o filtro também é responsável por deslocar a frequência em que se encontram estes picos, diminuindo ainda mais a contribuição de ganho desejado nas frequências múltiplas inteiras de ω_r , assim, serão propostas correções para estes efeitos indesejados na seção 4. Note que, segundo o PMI, o fato da magnitude não ser mais infinita nas frequências de interesse implica em um erro de seguimento de referências diretamente associado a ω_c .

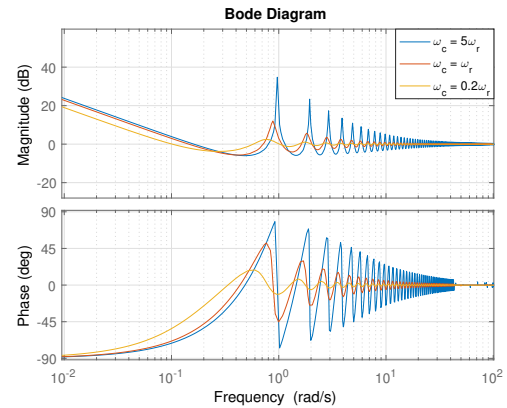


Figura 2: Diagrama de Bode do controlador repetitivo para diferentes valores de ω_c .

3 Projeto do Controlador

Margens de ganho e fase traduzem a robustez de um sistema frente a incertezas de modelo. Idealmente, quanto maior seus valores, mais robusto é o sistema. Porém, garantir altas margens de estabilidade implica muitas vezes em uma piora no desempenho transitório do sistema em malha fechada. A literatura clássica de sistemas de controle (Astrom and Murray, 2008) recomenda que o sistema controlado apresente margem de fase entre 30° e 60° e margem de ganho entre 2 e 5, ou 6 e 14 dB. O método apresentado na sequência tem como objetivo obter margens de estabilidade dentro destas faixas recomendadas.

3.1 Sintonia dos Parâmetros

O método a ser desenvolvido considera o ajuste da margem de fase pelo parâmetro ω_c , sintonizando k_r de forma a garantir que a curva de magnitude cruze 0 dB em uma dada frequência. É importante salientar que com apenas estes dois parâmetros não é possível ajustar de forma independente as margens de estabilidade. Assim, optou-se por garantir margem de fase desejada, verificando posteriormente se a margem de ganho está dentro do intervalo recomendado.

Deve-se levar em consideração na escolha de ω_c valores que ainda garantam ganho apropriado na frequência fundamental, de tal forma que $|Q(j\omega_r)| \approx 1$ (Hara et al., 1988), por isso, limita-se a escolha à $\omega_c \geq \omega_r$.

Sendo assim, substituindo $\omega_c = \omega_r$ na equação (3) infere-se que a máxima contribuição possível de fase do controlador na frequência ω_r é de -45° , como pode ser visualizado na curva em vermelho da Figura 2.

Somando esta contribuição máxima à recomendação de margem de fase, define-se então uma frequência fundamental limite ω_{max} , onde ainda é possível atingir a margem de fase recomendada. Como o mínimo recomendado é uma margem de fase de 30° e a máxima contribuição de fase do controlador repetitivo é de -45° , conclui-se então que ω_{max} é tal que $\angle G(j\omega_{max}) = -105^\circ$, em que $G(s)$ é a função de transferência em malha aberta do processo a ser controlado.

Com o objetivo de obter a maior largura de banda possível, propõe-se que o cruzamento da curva de magnitude em 0dB (referência para a determinação da margem de fase) ocorra na harmônica de ω_r de maior ordem que seja menor que ω_{max} , i.e., $m\omega_r \leq \omega_{max}$ onde

$$m = \mathbb{Z} \left(\frac{\omega_{max}}{\omega_r} \right), \quad (4)$$

e $\mathbb{Z}(\cdot)$ é o operador que retorna a parte inteira.

Analisando a equação (3) da contribuição de fase do controlador repetitivo, nota-se que os mínimos da curva ocorrem nos múltiplos inteiros da frequência fundamental. Desta forma, substituindo $\omega = m\omega_r$ em (3), obtém-se a equação da contribuição de fase dos vales da curva da fase de $C_{rp}(j\omega)$, dada por

$$\angle C_{rp_{inf}}(j\omega) = \text{atan} \left(\frac{m\omega_r}{\omega_c} \right) - \frac{\pi}{2}. \quad (5)$$

Como nos interessa escolher a contribuição de fase apropriada na frequência $\omega = m\omega_r$, pode-se analisar a variação da equação (5) em função da razão $\frac{m\omega_r}{\omega_c}$, conforme ilustrado no gráfico da Figura 3.

Desta forma, tendo-se a frequência fundamental ω_r do sinal e a resposta em frequência do processo, escolhe-se a menor razão entre $m\omega_r$ e ω_c a

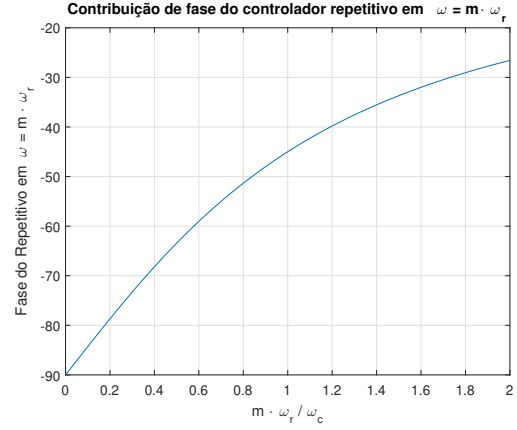


Figura 3: Contribuição de fase do controlador repetitivo em função da razão $m\omega_r/\omega_c$.

partir da Figura 3 tal que a contribuição de fase em $\omega = m\omega_r$ apresente a margem de fase desejada.

O parâmetro k_r é então ajustado igualando-se $|k_r C_{rp}(jm\omega_r)G(jm\omega_r)| = 1$ fazendo com que o cruzamento em 0dB seja na m -ésima harmônica. Assim, o cálculo de k_r é dado por

$$k_r = \frac{1}{|C_{rp}(jm\omega_r)G(jm\omega_r)|}. \quad (6)$$

Em resumo, o método de sintonia para o controlador repetitivo proposto é realizado através dos seguintes passos:

1. A partir da resposta em frequência do processo e ω_r , obter ω_{max} e m .
2. Calcular $\angle G(jm\omega_r)$ e encontrar o máximo complemento admissível para margem de fase desejada.
3. Obter da Figura 3 o valor de ω_c e calcular k_r a partir de (6).

3.2 Exemplo Ilustrativo

A fim de exemplificar os passos do projeto na frequência deste controlador, são apresentadas as etapas para cálculo dos parâmetros do controlador repetitivo e suas implicações na resposta em frequência para o processo $G_1(s)$, cuja função de transferência é dada por

$$G_1(s) = \frac{1}{(s+1)^3}, \quad (7)$$

para o caso de uma referência periódica de frequência $\omega_r = 0.1\pi = 0.314$ rad/s, ou seja, $\tau_r = 20$ s. Na Figura 4 apresenta-se o diagrama de Bode do processo $G_1(j\omega)$ onde evidencia-se $\omega_{max} = 0.696$ rad/s. Para este caso, a partir de (4), segue que o parâmetro $m = 2$. Na frequência $\omega = m\omega_r = 0.628$ rad/s, a fase do processo é aproximadamente -100° . Assim, a partir da Figura 3, escolhe-se $\omega_c = m\omega_r$, o que resulta em uma margem de fase de aproximadamente 45° .

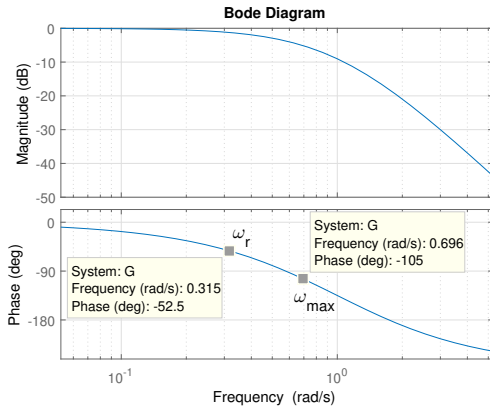


Figura 4: Diagrama de Bode de $G_1(j\omega)$ explicitando-se ω_{max} e ω_r .

Na Figura 5 apresenta-se o diagrama de Bode de $C_{rp}(j\omega)G_1(j\omega)$ com ω_c calculado anteriormente, apresentando a fase e o módulo em $\omega = m\omega_r$. Calcula-se k_r utilizando-se a equação (6), porém, como $|C_{rp}(jm\omega_r)G_1(jm\omega_r)| \approx 0$ dB, e o cruzamento em 0 dB já ocorre na segunda harmônica, resultando em $k_r = 1$. Obtém-se então margem de fase de 41.1° e margem de ganho de 10.5 dB.

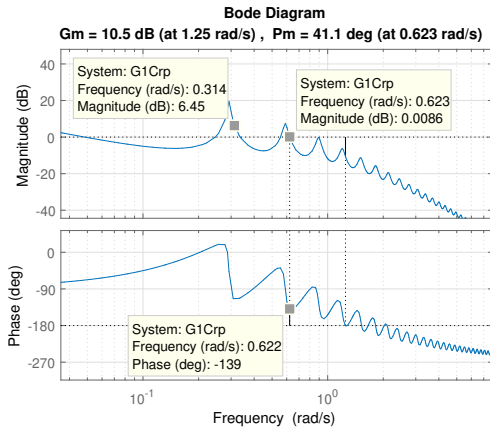


Figura 5: Diagrama de Bode de $C_{rp}(j\omega)G_1(j\omega)$.

Por fim, a função de transferência do controlador repetitivo para o caso em questão é

$$C(s) = k_r C_{rp}(s) = \frac{1}{1 - \frac{0.628}{s+0.628} e^{-20s}}. \quad (8)$$

Observa-se na Figura 5 que o primeiro pico de ressonância não ocorre na frequência ω_r . A presença do filtro $Q(s)$ desloca os picos de magnitude da resposta em frequência para frequências menores, fazendo com que o primeiro vale da curva de fase ocorra na frequência correlacionada com o valor do atraso de transporte. Dessa forma, é possível se calcular um atraso diferente de τ_r tal que a ocorrência do primeiro pico de ressonância ocorra exatamente em ω_r . Assim, na seção seguinte será

apresentado o cálculo de um novo atraso de transporte que corrige o deslocamento dos picos de ressonância.

4 Correção na frequência de ocorrência do pico de ressonância

Conforme visto em seções anteriores, o uso do filtro passa-baixas $Q(s)$ desloca a frequência de ocorrência dos picos de ressonância para valores diferentes de ω_r e também reduz as suas amplitudes. Assim, busca-se corrigir alguns destes problemas utilizando a metodologia proposta em (Weiss and Haeefe, 1999). Assuma um controlador repetitivo dado por

$$\hat{C}_{rp}(s) = \frac{1}{1 - Q(s)e^{-s\hat{\tau}_r}}. \quad (9)$$

Nesse caso, o objetivo é determinar o valor de $\hat{\tau}_r$ tal que

$$1 - Q(j\omega_r)e^{-j\omega_r\hat{\tau}_r} = 0. \quad (10)$$

Da condição (10), conclui-se que a fase deve ser tal que

$$\angle Q(j\omega_r)e^{-j\omega_r\hat{\tau}_r} = -2\pi. \quad (11)$$

Substituindo $Q(j\omega_r) = \frac{\omega_c}{j\omega_r + \omega_c}$ em (11), obtém-se

$$-atan\left(\frac{\omega_r}{\omega_c}\right) - \omega_r\hat{\tau}_r = -2\pi, \quad (12)$$

o qual implica em

$$\hat{\tau}_r = -\frac{1}{\omega_r} \left(atan\left(\frac{\omega_r}{\omega_c}\right) - 2\pi \right). \quad (13)$$

O uso do valor modificado de atraso $\hat{\tau}_r$ na formulação do controlador repetitivo desloca os picos de ressonância para os múltiplos inteiros da frequência fundamental que haviam sido movidos devido a presença do filtro $Q(s)$. Com esta correção, as etapas para sintonia do controlador repetitivo $\hat{C}_{rp}(s)$ são

1. Utilizando ω_c , obtido a partir do gráfico da Figura 3, calcular $\hat{\tau}_r$ a partir de (13).
2. Obter $\hat{\omega}_r = \frac{2\pi}{\hat{\tau}_r}$.
3. Calcular k_r a partir de (6) substituindo ω_r por $\hat{\omega}_r$.

5 Exemplos

A fim de demonstrar a aplicação do método, será realizada a sintonia de controladores repetitivos para dois processos distintos para casos de seguimento de referência de uma onda triangular. Assim, sejam $G_1(s)$, cuja função de transferência foi apresentada anteriormente em (7), e

$$G_2(s) = \frac{4}{s^2 + 1.2s + 4} \quad (14)$$

os processos em que serão aplicados a metodologia proposta. A planta $G_2(s)$ foi escolhida por se tratar de um modelo de segunda ordem, com par de polos complexos, presente em muitos casos de aplicação, como sistemas massa-mola-amortecedor e fontes ininterruptas de energia, entre outros. Os diagramas de Bode de ambos processos se encontram na Figura 6, onde é evidenciada a frequência máxima ω_{max} .

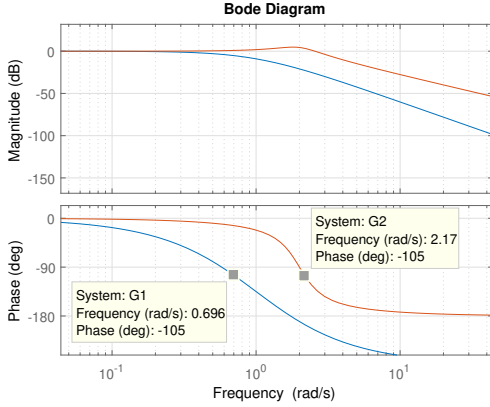


Figura 6: Diagramas de Bode dos processos $G_1(s)$ e $G_2(s)$.

Para estes casos, o objetivo de controle é o seguimento de referência do tipo onda triangular, com frequência $\omega_r = 0.1\pi$ rad/s ($\tau_r = 20$ s) e amplitude unitária. Este sinal pode ser decomposto em uma soma de infinitas senoides com frequências múltiplas da frequência fundamental (Oppenheim et al., 1997). Assim, de acordo com o PMI, o controlador deveria possuir magnitude infinita nas harmônicas múltiplas inteiras da frequência de referência, como é o caso do controlador repetitivo em sua formulação ideal ($Q(s) = 1$). Nesse caso, é possível avaliar os efeitos do filtro $Q(s)$ em termos de erro de seguimento em regime permanente.

O processo $G_2(s)$ possui maior frequência máxima ω_{max} do que o processo $G_1(s)$, conforme apresentado na Figura 6. Esta característica refletirá no desempenho em regime permanente para a frequência ω_r considerada, uma vez que a magnitude dos ganhos nas frequências múltiplas inteiras da fundamental serão maiores no controlador sintonizado para $G_2(s)$.

A fim de se comparar resultados obtidos, parâmetros de performance são apresentados em seguida. Seja $e(t)$ o erro entre a saída do sistema e o sinal de referência. Obtém-se o erro normalizado a partir da amplitude A do sinal de referência como

$$e_a(t) = \frac{e(t)}{A} \quad (15)$$

Define-se em seguida o número de períodos para acomodação n_a como sendo

$$\begin{cases} \min_{n_a} : |e_a(n_a\tau_r) - e_a((n_a + 1)\tau_r)| \leq \epsilon \\ n_a = 0, 1, 2, \dots \end{cases} \quad (16)$$

onde ϵ é uma tolerância associada. Para o caso em questão o valor de ϵ é de 5%. A partir deste parâmetro, obtém-se o tempo de acomodação $t_a = \tau_r n_a$. Outro parâmetro importante a ser avaliado é a amplitude deste sinal, em regime permanente, definido como

$$e_\infty = \max : |e_a(t)|, \quad t \geq t_a \quad (17)$$

O controlador para o processo $G_1(s)$ foi apresentado anteriormente, dado pela equação (8). Para o processo $G_2(s)$, segue-se as mesmas etapas de projeto. Foi aplicada a correção proposta pela equação (6) em ambos os controladores. Assim, na Tabela 1 apresenta-se os valores dos parâmetros de sintonia dos controladores e os parâmetros de desempenho das simulações realizadas para cada controlador projetado.

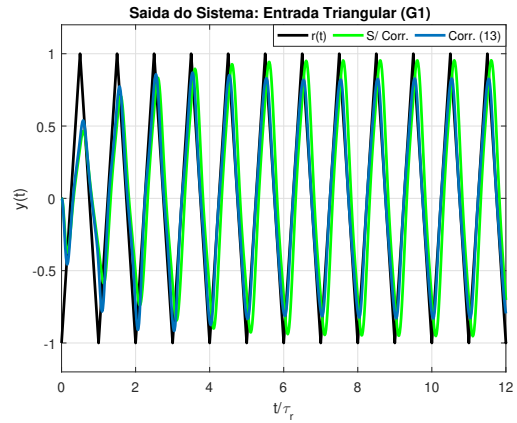


Figura 7: Sinal de saída da planta $G_1(s)$ para $A = 1$.

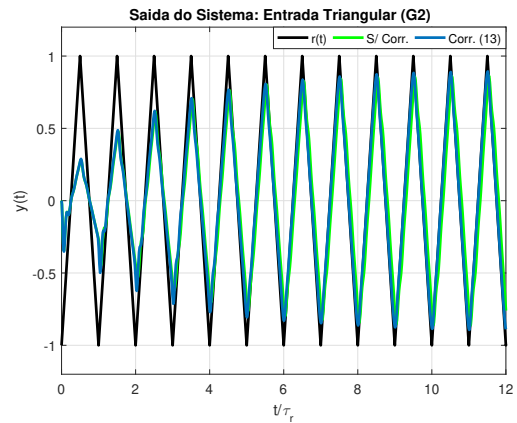


Figura 8: Sinal de saída da planta $G_2(s)$ para $A = 1$.

Tabela 1: Parâmetros de sintonia e desempenho do controlador repetitivo aplicados nas planta $G_1(s)$ e $G_2(s)$.

	ω_{max}	m	Controlador	$\tau_r(\hat{\tau}_r)$	ω_c	k_r	e_∞	n_a	PM	GM
$G_1(s)$	0.696	2	S/ Cor.	20	0.628	1	0.510	5	41.1	10.5
			Cor. (13)	18.52	0.628	1.294	0.203	5	35.8	8.24
$G_2(s)$	2.17	5	S/ Cor.	20	2.09	0.385	0.243	8	34.6	10.3
			Cor. (13)	19.52	2.09	0.395	0.111	8	31.9	10.5

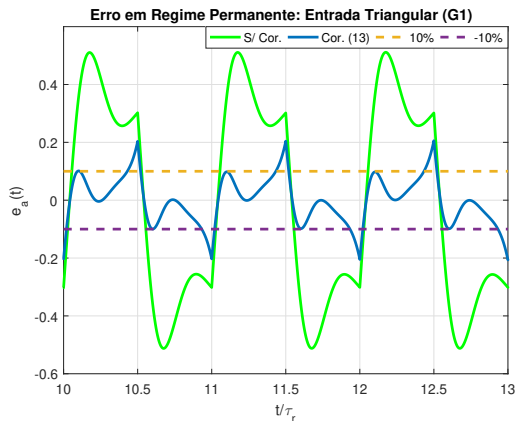


Figura 9: Sinal de erro da planta $G_1(s)$ para entrada triangular.

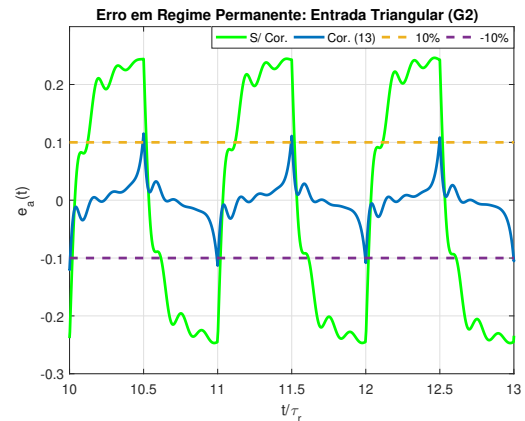


Figura 10: Sinal de erro da planta $G_2(s)$ para entrada triangular.

Nas Figuras 7 e 8 encontram-se as respostas dos sistemas controlados, e nas Figuras 9 e 10 os erros entre a saída do sistema e o sinal de onda triangular em regime permanente, para os processos $G_1(s)$ e $G_2(s)$. Nestas figuras, apresentam-se os sistemas controlados com e sem a correção do atraso proposta, de tal forma a se evidenciar o efeito da correção.

Analisando a curva do erro em regime permanente, observa-se a diferença do resultado obtido pela aplicação da correção, em que diminui-se aproximadamente pela metade a amplitude máxima do erro e_∞ em regime permanente, para ambos processos.

A Figura 11 apresenta os espectros em frequência do sinal de saída dos sistemas controlados e do sinal triangular para os controladores onde foi aplicada a correção (13), a fim de se comparar o conteúdo harmônico obtido na resposta do sistema. Observa-se que a partir da mesma harmônica há diminuição da amplitude de frequências superiores no sinal de saída, fato relacionado com a largura de banda dos processos.

Nota-se que para o processo $G_2(s)$, que possui maior largura de banda, há maiores contribuições de harmônicas de ordem superiores. Desta forma, conclui-se que a largura de banda do processo possui influência na obtenção de menores erros em regime permanente, de tal maneira que possibilita a inclusão e/ou rejeição de harmônicas de ordens superiores no sinal de saída do sistema controlado.

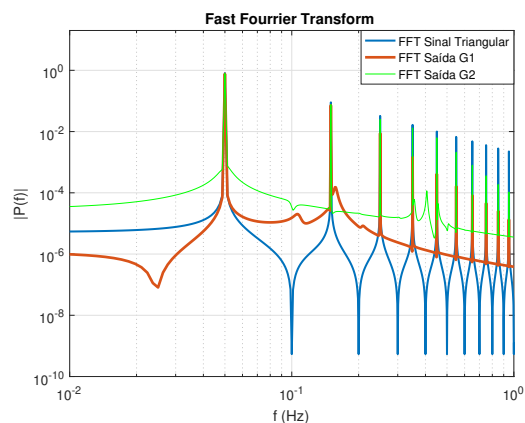


Figura 11: Comparativo do espectro de frequências do sinal triangular e dos sinais de saída das plantas $G_1(s)$ e $G_2(s)$ com a correção (13).

6 Conclusões

Foi apresentado um método de sintonia de controladores repetitivos através de análise frequencial, onde evidenciou-se o efeito dos parâmetros do controlador na sua contribuição de ganho e fase. Tomando-se como objetivo de projeto as margens de estabilidade, estabeleceu-se uma metodologia sistemática para obtenção dos parâmetros do controlador.

Comprovou-se a aplicação do método através da sintonia dos parâmetros para casos de estudo, onde foi abordado o seguimento de referência de um sinal triangular. Apresentou-se tabelas com

os parâmetros de sintonia e performance temporal em regime permanente, bem como a análise frequencial do sinal de saída em comparação com o sinal de entrada triangular.

Tendo-se observado a importância da largura de banda na análise dos resultados, em trabalhos futuros pode-se explorar a aplicação do controlador repetitivo com avanço de fase, aumentando a largura de banda e o número de harmônicas a serem seguidas e /ou rejeitadas.

Agradecimentos

O presente trabalho foi realizado com apoio do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico - Brasil (CNPq) através da bolsa de mestrado n° 132340/2019-4 e bolsas PQ processos n° 302675/2018-3 e 306223/2018-0.

Referências

- Astrom, K. J. and Murray, R. M. (2008). *Feedback Systems, An Introduction for Scientists and Engineers*, Princeton University Press, United Kingdom: Princeton University Press.
- Chen, C. (1970). *Linear System Theory and Design*, 2nd edn, Rinehart and Winston, New York.
- Chen, W. and Zhang, W. (2009). Optimality based repetitive controller design for track following servo system of optical disk drives, *ISA Transactions* (48): 434–438.
- Flores, J. V., Pereira, L. F. A., Bonan, G., Coutinho, D. F. and da Silva Jr., J. M. G. (2016). A systematic approach for robust repetitive controller design, *Control Engineering Practice* (54): 214–222.
- Hara, S., Yamamoto, Y., Omata, T. and Nakano, M. (1988). Repetitive control system: A new type servo system for periodic exogenous signals, *IEEE Transactions on Automatic Control* **33**(7): 659–668.
- Inoue, T., Nakano, M. and Iwai, S. (1981). High accuracy control of servomechanism for repeated contouring, *Annual Symposium Incremental Motion Control Systems and Devices* (10): 258–292.
- Lorenzini, C., Flores, J. V., Pereira, L. F. A. and Pereira, L. A. (2018). Resonant-repetitive controller with phase correction applied to uninterruptible power supplies, *Control Engineering Practice* **77**: 118–126.
- Mitrevska, M., Cao, Z., Zheng, J., Kurniawan, E. and Man, Z. (2018). Design of a robust discrete-time phase lead repetitive control in frequency domain for a linear actuator with multiple phase uncertainties, *International Journal of Control, Automation and Systems* **16**(6): 2609–2620.
- Oppenheim, A. V., Willsky, A. S. and Hawab, S. (1997). *Signals and Systems*, Prentice Hall.
- Pereira, L. F. A., Flores, J. V., Bonan, G., Coutinho, D. F. and da Silva Jr., J. M. G. (2014). Multiple resonant controllers for uninterruptible power supplies - a systematic robust control design approach, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **61**(3): 1528–1538.
- Soliman, M. A., Hasanien, H. M., Azazi, H. Z., El-Kholy, E. E. and Mahmoud, S. A. (2019). An adaptive fuzzy logic control strategy for performance enhancement of a grid-connected pmsg-based wind turbine, *IEEE Transactions on Industrial Informatics* **15**(6): 3163–3173.
- Solomin, E., Kirpichnikova, I., Amerkhanov, R., Korobatov, D., Lutovats, M. and Martyanov, A. (2019). Wind-hydrogen standalone uninterrupted power supply plant for all-climate application, *International Journal of Hydrogen Energy* **44**(7): 3433–3449.
- Wei, B., Gui, Y., Trujillo, S., Guerrero, J. M. and Vasquez, J. C. (2019). Distributed average integral secondary control for modular ups systems-based microgrids, *IEEE Transactions on Power Electronics* **34**(7): 6922–6936.
- Weiss, G. and Haeefe, M. (1999). Repetitive control of mimo systems using h_∞ design, *Automatica* **35**: 1185–1199.
- Yang, J., Wu, H., Hu, L. and Li, S. (2019). Robust predictive speed regulation of converter-driven dc motors via a discrete-time reduced-order gpio, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **66**(10): 7893–7903.