

Sistema de Controle para Posicionamento de um Elevador

Flávia G. Fernandes, Erivan de P. Santos Neto

Resumo As redes de transdutores inteligentes são utilizadas em muitas áreas para monitoramento e automação do ambiente. O padrão IEEE 1451, através de diretrizes de hardware e software, proporciona aos fabricantes e desenvolvedores uma referência para o desenvolvimento de componentes para esse tipo de rede, além de facilitar o acesso e reconhecimento automático (*plug-and-play*) de transdutores em várias configurações físicas. Neste artigo, descreve a configuração de um dispositivo embarcado com um sistema para web de reconhecimento para uma rede de transdutores inteligentes baseada no padrão IEEE 1451. O sistema foi desenvolvido com foco no usuário possibilitando uma exibição amigável das informações dos nós presentes na rede. A realização dos testes foram baseadas em módulos TIM's no qual possui os TEDS descrita na literatura.

1 Introdução

Um sistema de controle é uma interconexão de vários componentes resultando numa configuração que fornece um desempenho desejado (**10^o ogata**). A descrição do sistema se refere à relação causal entre a entrada e a saída do sistema, em geral, descrita matematicamente através de equações diferenciais, equações de diferença, funções de transferência (**10^o leonardi**). Assim, o sinal de entrada deve ser controlado tal que o sinal de saída possua um comportamento desejado (**10^o nise**).

Em indústrias que possuem sistemas de controle, muitos fatores podem contribuir para não ser possível se alcançar os objetivos de desempenho: a complexidade do controlador se refere a topologia da estrutura de controle e ao grau dos polinômios utilizados para implementar o controlador; a utilização de estruturas de controle com complexidade polinomial predefinida (**10^o bega**). Além disso, usualmente, sistemas de controle sofrem a ação de distúrbios, tais como atrito e folgas, por exemplo. Tais distúrbios podem ser representados como sinais de entrada no sistema que afetam diretamente a planta a ser controlada (**10^o leonardi**).

Flávia G. Fernandes
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia Goiano - Campus Campos Belos, Campos Belos, Goiás, Brasil.

e-mail: flavia.fernandes92@gmail.com

Erivan de P. Santos Neto
Universidade Federal de Catalão, Catalão, Goiás, Brasil.

e-mail: erivandepaula@gmail.com

Anais do XV Encontro Anual de Ciência da Computação (EnAComp 2020). ISSN: 2178-6992.

Catalão, Goiás, Brasil. 25 a 27 de Novembro de 2020.

Copyright © autores. Publicado pela Universidade Federal de Catalão.

Este é um artigo de acesso aberto sob a licença CC BY-NC (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/>).

Um sistema de controle em malha aberta utiliza um dispositivo atuador para controlar o processo diretamente sem a utilização de realimentação (*feedback*). Dessa forma, o sistema de controle não sabe qual o valor do sinal de saída (variável controlada). Porém, em malha fechada, a interação entre a entrada e a saída permite realocar os polos e zeros do sistema de tal forma a tentar satisfazer os requisitos desejados (**10° bingham**). A ideia fundamental do projeto de sistemas de controle é alterar as características do sistema no domínio do tempo e, consequentemente, no domínio da frequência através da introdução de um controlador (**10° fialho**).

Os modelos de planta utilizados para o projeto de sistemas de controle são apenas aproximações da planta real (**10° trivelato**). Os modelos utilizados são em geral os mais simples possíveis, optando-se com frequência por modelos lineares invariantes no tempo representados por funções de transferência com polinômios de baixa ordem (**10° nise**). Para isso, despreza-se comportamentos não lineares e parâmetros variantes no tempo quando estes não são significativos (**10° chapman**).

Neste contexto, o objetivo deste trabalho consiste em desenvolver um sistema de controle para a posição de um elevador para que ele consiga atingir a altura desejada com o menor erro possível. Para isso, serão utilizadas várias técnicas matemáticas como: lugar das raízes, análise de sistema de controle de primeiro e segundo grau, entre outras. Além disso, inseriu-se um controlador com ações independentes no sistema, do tipo proporcional (P), proporcional-integral (PI), proporcional-derivativo (PD) e proporcional-integral-derivativo (PID), apresentando o desempenho do sistema para cada um dos casos e as conclusões.

Nessa linha de raciocínio, este trabalho está organizado da seguinte maneira: a seção 2 apresenta a colocação do problema relacionado ao sistema de controle para posicionamento de um elevador; a seção 3 descreve a função de transferência da planta desse sistema de controle; a seção 4 aborda os resultados e as discussões referentes às simulações computacionais para o sistema de controle em malha fechada e, por fim, na seção 5, encontram-se as conclusões do respectivo trabalho.

2 Sistema de Controle para Posicionamento de um Elevador

O trabalho consiste em elaborar um sistema de controle para a posição de um elevador. A Figura 1 abaixo apresenta o esquema de funcionamento do mesmo, o qual consiste de um motor elétrico, um par de roldanas e o cabeamento com o elevador. Esse sistema será então submetido a um corrente contínua de 100 volts para que obtenha o modelo de resposta para a velocidade do motor.

3 Descrição e Função de Transferência da Planta

Para solucionar esse problema foram utilizados dois sistemas: um de primeira ordem e um de segunda ordem. Sabe-se que todo sistema de primeira ordem pode ser expressado por uma equação diferencial, que quando submetida à transformada de Laplace, resulta em um polinômio do tipo (Equação 1).

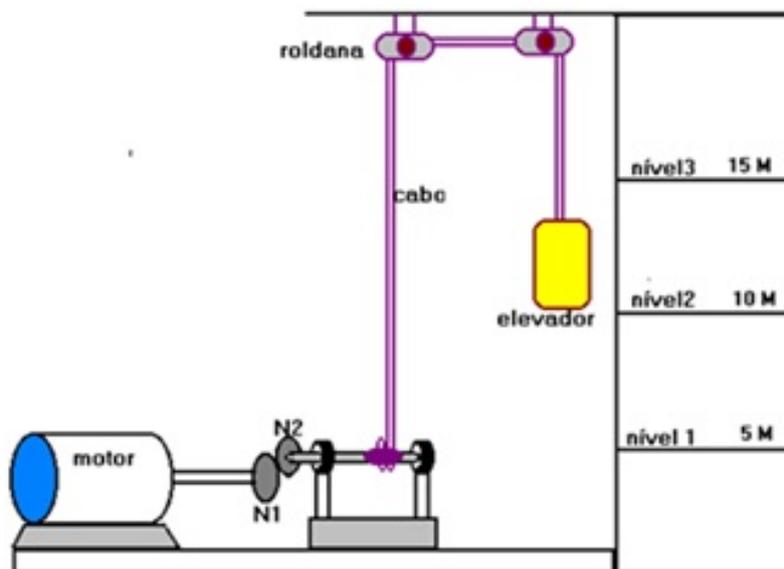


Figura 1: Modelo do sistema de controle para a posição de um elevador.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{k}{\tau s + 1} \quad (1)$$

Onde $C(s)$ é a saída do sistema, $R(s)$ é a entrada, k é o ganho e τ é a constante de tempo do sistema. Experimentalmente obteve-se um modelo de resposta para a velocidade do motor em malha aberta com uma entrada de corrente contínua de 100 volts. Desse modo, é possível determinar os valores correspondentes a $K = \text{Ganho} = \text{saída}/\text{entrada} = 100/100 = 1$ e a $\tau = 0,3$.

Já o sistema de segunda ordem pode ser representado da seguinte maneira (Equação 2):

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2)$$

Para o experimento com um sistema de segunda ordem, utiliza-se uma nova função transferência de primeiro grau em série com a Equação 1, sendo o zero proporcionalmente dez vezes menor que o utilizado no problema de primeira ordem. A Figura 2 mostra um diagrama de blocos para análise e comparação dos dois sistemas.

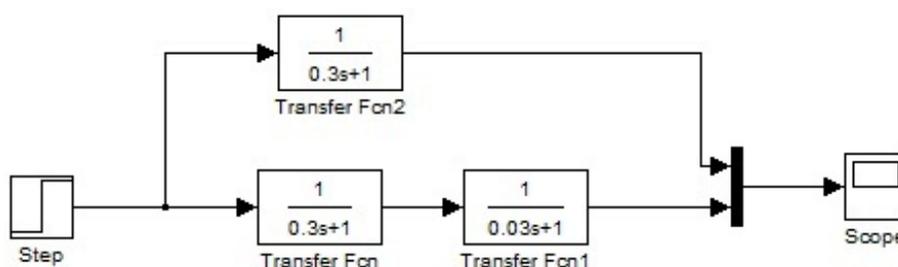


Figura 2: Diagrama de blocos para comparação dos dois sistemas: 1ª e 2ª ordem.

Desse modo, aplicando um sinal degrau na entrada de 100 volts o sistema responderá de acordo com a Figura 3. A linha amarela corresponde a um sistema de primeira ordem, enquanto a linha roxa representa o de segunda ordem.

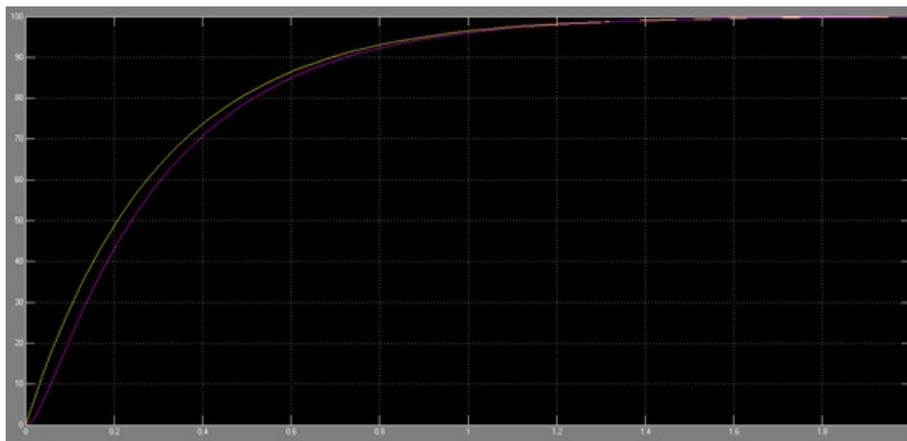


Figura 3: Sistema de 1ª e de 2ª ordem.

Sabendo da forma de funcionamento do sistema de primeira ordem, nota-se que ele parte de um valor e não alcança o valor final imediatamente, passando por um período onde sua saída é um valor intermediário entre o ponto inicial e o ponto final, durante esse tempo diz que o sistema se encontra em regime transitório. Quando o valor final é alcançado o sistema encontra-se em regime permanente. Ou seja, o erro torna-se zero a partir daquele ponto. Já para o sistema de segunda ordem, pode-se notar que a elevação não é mais uma simples curva e que logo no início existe um ponto de flexão, o que mostra que o sistema possui dois zeros para controle.

Além disso, pode-se notar que o sistema de segunda ordem apresenta um tempo de acomodação levemente maior e que este é diretamente proporcional ao fator de amortecimento. Esta pequena diferença foi obtida, pois, para a simulação do sistema de segunda ordem, ocorreu uma situação na qual um dos zeros é dez vezes menor que o outro.

Todos os gráficos até agora apresentados são referentes a velocidade de movimentação do elevador, porém, o objetivo é controlar sua posição. Sabe-se, de acordo com a matemática, que se pode encontrar a posição através da integração da função de velocidade. A Figura 4 apresenta o gráfico de simulação de posição do elevador em malha aberta. A partir dela vê-se que a posição tende ao infinito com um controle em malha aberta, ou seja, é impossível realizar o controle a posição em malha aberta, para isso faz-se o uso de *feedback* (realimentação) e de controladores.

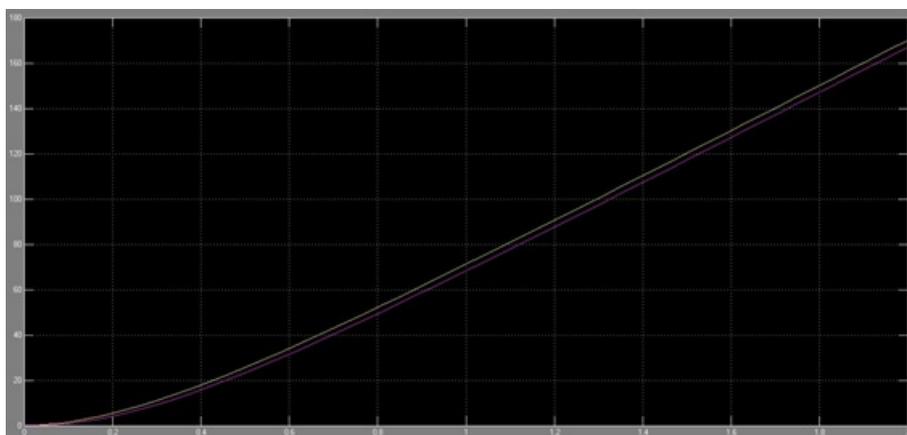


Figura 4: Simulação da posição do elevador em malha aberta.

4 Resultados e Discussão

4.1 Análise da Planta do Sistema Pelo Modelo de Primeira Ordem

A função de transferência (Equação 3), a qual representa a posição do elevador para uma entrada de degrau de 100 volts, para o modelo com controlador proporcional é:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{kp}{0,3s^2 + s + Kp} \Rightarrow \begin{array}{l} Kp = 0,944, \text{ o sistema é criticamente amortecido,} \\ Kp > 0,944, \text{ o sistema é subamortecido,} \\ Kp < 0,944, \text{ o sistema é sobreamortecido.} \end{array} \quad (3)$$

O gráfico da Figura 5 apresenta resultado sobreamortecido (curva vermelha), subamortecido (curva azul) e criticamente amortecido (curva roxa), nessa ordem, para um Kp igual a 0,1; 10 e 0,944; respectivamente.

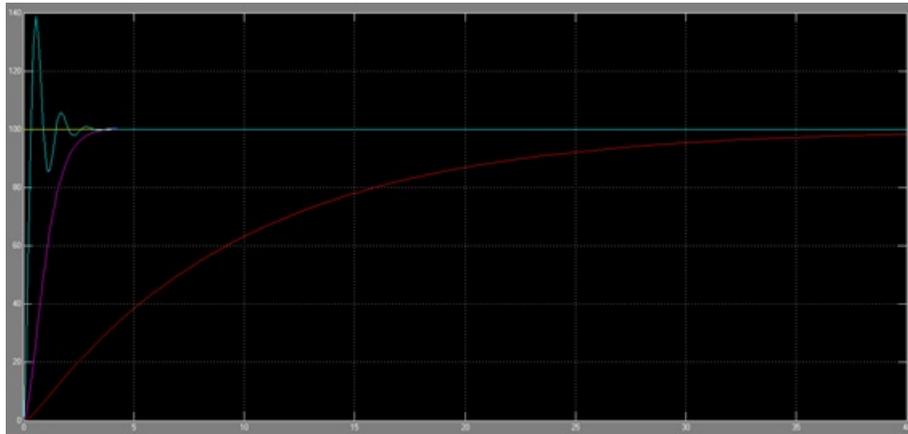


Figura 5: Resultado da simulação para três valores de Kp .

O Método do Lugar das Raízes (M.L.R.) é uma técnica gráfica que permite visualizar de que forma os polos de um sistema em malha fechada variam quando se altera o valor de um parâmetro específico, que geralmente corresponde ao ganho (**10ºogata**). Utilizando a ferramenta MATLAB para gerar o gráfico do lugar das raízes para o controlador proporcional, obtém-se a Figura 6.

O valor de Kp é diretamente ligado ao fator de amortecimento, o que define o tipo de saída. Desse modo, o controlador possui total controle sobre o tipo de resposta e também do seu tempo de amortecimento. A saída sempre apresentará um pequeno erro de *offset* mesmo que mínimo, o qual pode ser até desprezível dependendo da aplicação do sistema. O controlador é um dos mais simples possíveis, ou seja, de baixo custo e suscetível a erros devido a atuações externas. Mesmo assim, pode apresentar um resultado aceitável, o que varia de planta a planta. Para atuar com ganhos muito grandes, ele se apresenta de forma muito instável, fazendo com que o sistema tenha uma resposta muito rápida, porém com um valor de *overshoot* muito acima do esperado.

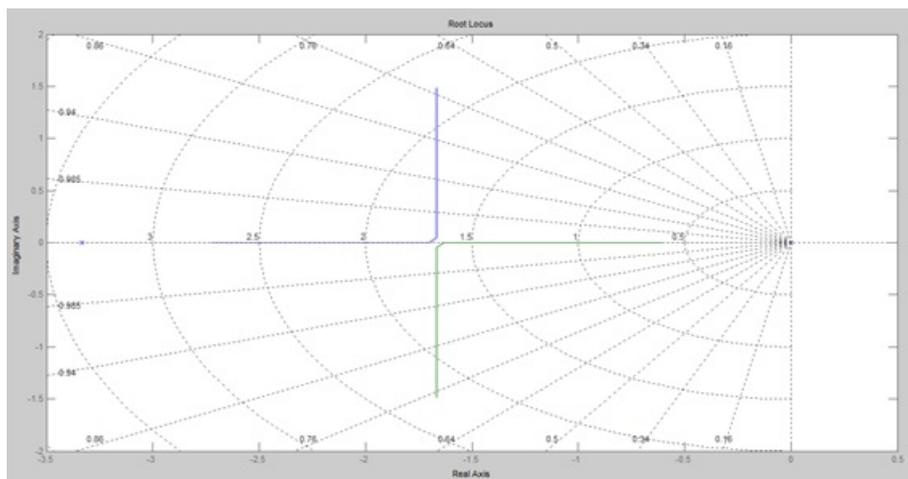


Figura 6: Método do lugar das raízes utilizando o controlador proporcional.

Na teoria de controle, o *overshoot* refere-se à uma saída que excede seu valor final de estado estacionário. Para uma entrada por degrau, o percentual do *overshoot* (PO) é o valor máximo menos o valor do degrau dividido pelo valor do degrau (**10^o ogata**).

A Equação 3 representa a função de transferência para o modelo com controlador proporcional-integral.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{0,5Kps + 0,5Ki}{0,25s^3 + s^2 + 0,5Kps + 0,5Ki} \quad (3)$$

A Figura 7 apresenta o gráfico da simulação em diagrama de blocos do sistema de controle de malha fechada, para um Kp igual a 3 e para um Ki igual a 2; 0,5 e 0,1. Dessa maneira, pode-se notar que independente do ganho do sistema sempre haverá um erro, mesmo que mínimo. Este erro é menor com a queda do ganho do controlador integrador.

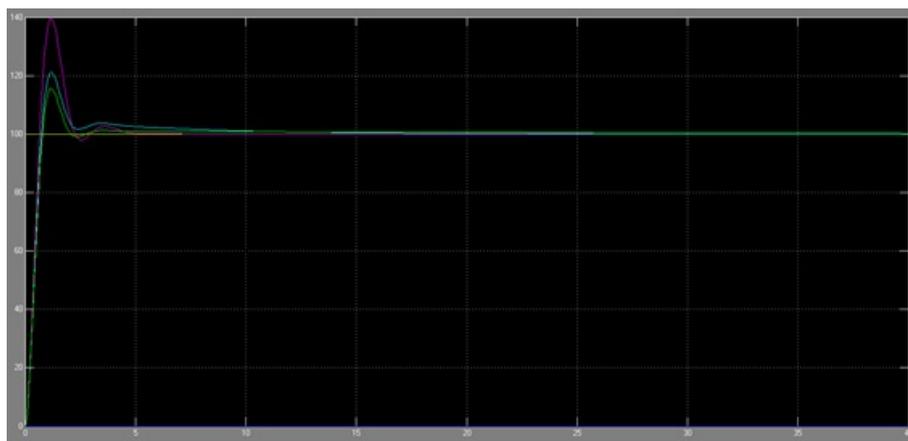


Figura 7: Resultado da simulação para os três valores de Ki .

O gráfico com a aplicação do método do lugar das raízes no sistema com controlador proporcional-integral pode ser visualizado na Figura 8. Assim, observa-se que o controlador integrador não possui nenhum ponto de trabalho que é completamente estável, o mais próximo que

pode chegar é manter-se em oscilação constante. Isso faz com que nunca seja possível utiliza-lo sozinho. Podemos notar também que seu principal papel dentro do sistema é de diminuir o tempo de acomodamento do sinal.

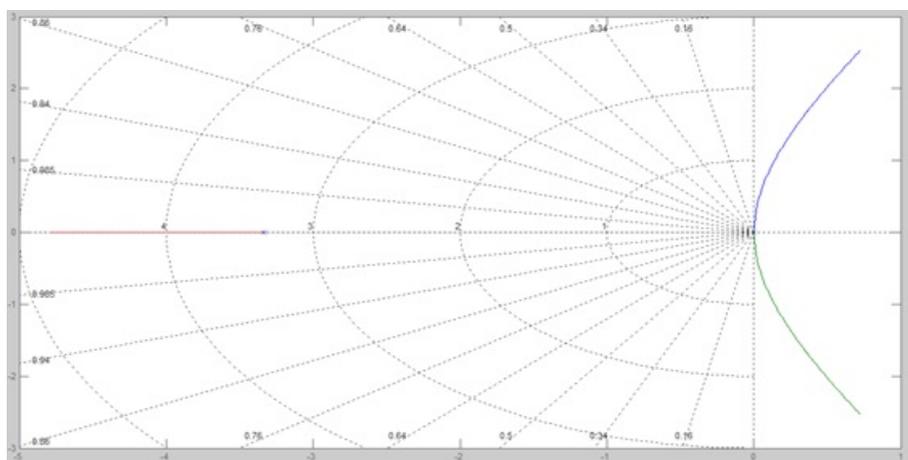


Figura 8: Método do lugar das raízes utilizando o controlador proporcional-integral.

A Equação 4 representa a função de transferência para o modelo com controlador proporcional-derivativo.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{Kds + Kp}{0,3s^2 + s + Kds + Kp} \quad (4)$$

A Figura 9 apresenta o gráfico da simulação em diagrama de blocos do sistema de controle de malha fechada, para um $Kp = 3$ e três valores de Kds , 2; 0,5 e 0,1. Dessa maneira pode-se notar que o sinal do controlador derivativo é o oposto do controlador integrativo. Ele afeta os valores de overshoots, neutralizando, assim, um dos problemas encontrados na utilização de controladores integradores, fazendo com que o sistema seja o mais estável possível. O aumento do valor de Kd eleva o tempo de acomodação e reduz o valor do overshoot encontrado no sistema.

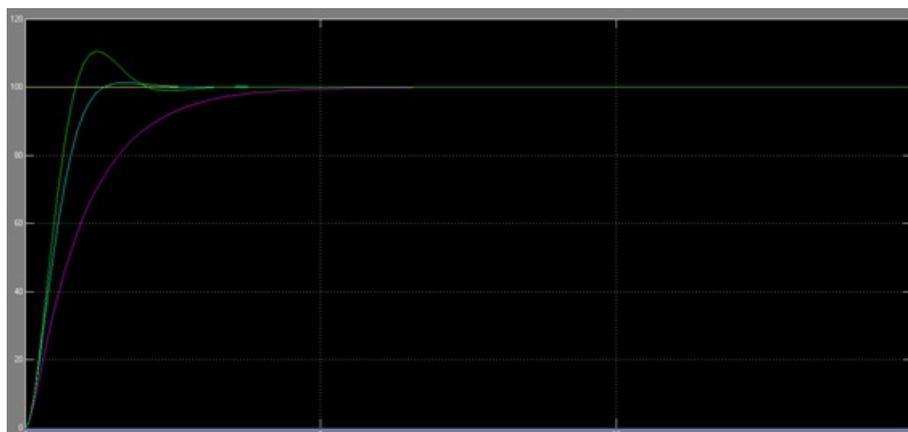


Figura 9: Resultado da simulação para os três valores de Kd .

O gráfico com a aplicação do método do lugar das raízes no sistema com controlador proporcional-integral pode ser visualizado na Figura 10. Assim, pode-se concluir que a variação de valores Kd interfere somente no tempo de acomodação, já que o gráfico de lugar das raízes mostra que elas nunca terão uma parte do valor imaginário. Sendo puramente reais, independentemente do valor do ganho, tem-se o mesmo tipo de resposta para o controlador derivativo, interferindo apenas no tempo de acomodação do circuito, que é inversamente proporcional ao ganho do controlador citado.

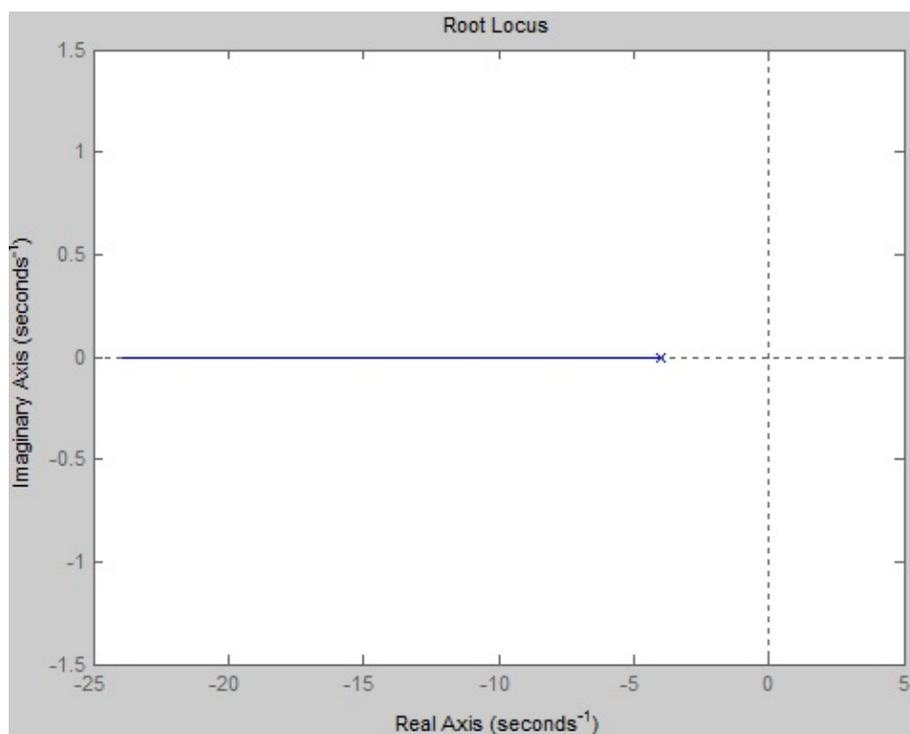


Figura 10: Método do lugar das raízes utilizando o controlador proporcional-derivativo.

A Figura 11 exibe o diagrama de blocos em função de Kp , Ki e Kd , que corresponde aos controladores proporcional, integral e derivativo, respectivamente.

A partir de simulações efetuadas com o sistema de controle proporcional-integral-derivativo (PID) apresentado na Figura 12, o melhor ajuste possível para que o elevador mantenha o controle de posição de maneira não oscilatória é quando $Kp = 6$, $Ki = 0,003$ e $Kd = 2$.

Nessa perspectiva, observa-se que, um sistema de controle de malha fechada com ações do tipo PID, a ação proporcional produz o efeito de reduzir o tempo de subida e apenas reduz o erro de regime sem eliminá-lo. Já o controle integral elimina o erro de regime, porém piora a resposta transitória tornando-a mais oscilatória. Por fim, o controle derivativo, apesar de sensível a sinais de alta frequência, melhora a estabilidade do sistema, reduzindo *overshoots* e amortecendo oscilações, além de produzir efeitos de antecipação nas correções. Os efeitos de Kp , Ki , e Kd são dependentes um do outro, isto é, a variação de um desses parâmetros de controle pode mudar o efeito dos outros dois sobre o sistema, conforme pode ser visto na Tabela 1.

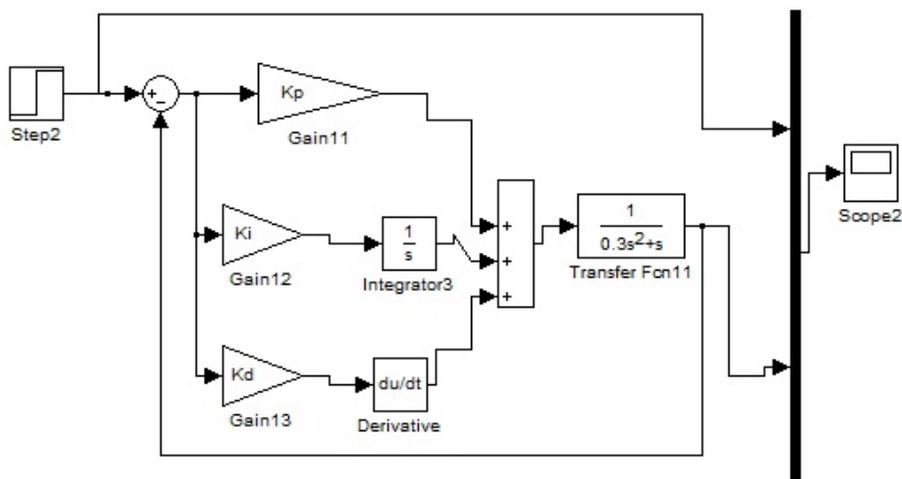


Figura 11: Diagrama de blocos do sistema proporcional-integral-derivativo (PID).

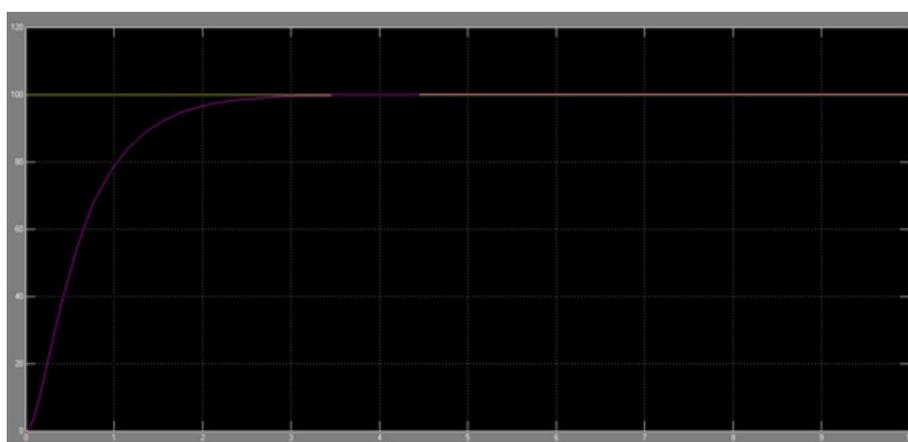


Figura 12: Resultado da simulação do sistema proporcional-integral-derivativo (PID).

	Tempo de subida	Overshoot	Tempo de acomodação	Erro estacionário
Kp	<i>Diminui</i>	<i>Aumenta</i>	<i>Pouca Influência</i>	<i>Diminui</i>
Ki	<i>Diminui</i>	<i>Aumenta</i>	<i>Aumenta</i>	<i>Elimina</i>
Kd	<i>Pouca influência</i>	<i>diminui</i>	<i>diminui</i>	<i>Pouca influência</i>

Tabela 1: Efeito dos parâmetros de controle do sistema.

4.2 Análise da Planta do Sistema Pelo Modelo de Segunda Ordem

Após a simulação e análise do sistema de controle do tipo proporcional-integral-derivativo (PID) para o sistema de 1ª ordem, foi realizado o mesmo procedimento para o sistema de 2ª ordem. Na Figura 13, é apresentado o diagrama de blocos e o resultado da simulação pode ser visto na Figura 14. Nesse sentido, nota-se que as reposta do esquema de primeira e segunda or-

dem para a mesma configuração do controlador PID, obtêm-se respostas semelhantes, alterando pequenos frações no tempo de acomodação e nos valores do regime transitório do sistema.

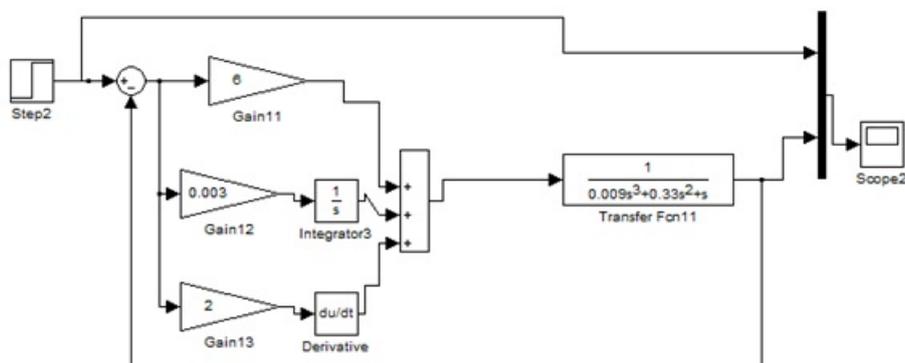


Figura 13: Diagrama de blocos do sistema proporcional-integral-derivativo (PID) para o modelo de 2ª ordem.

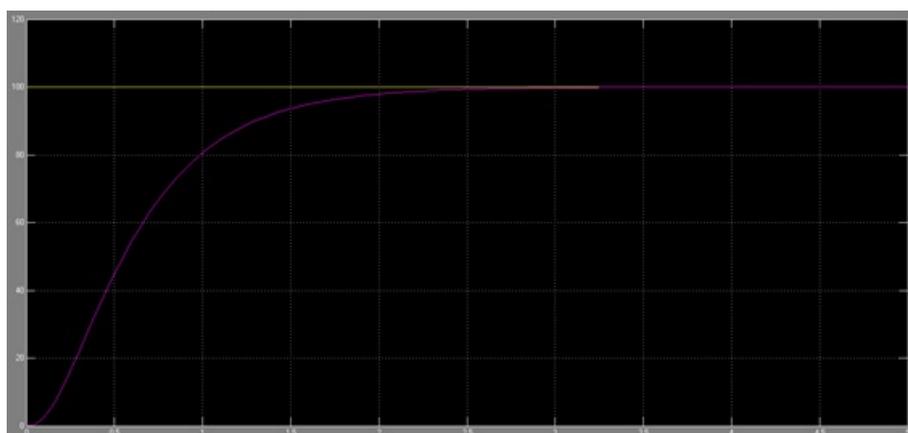


Figura 14: Resultado da simulação do sistema proporcional-integral-derivativo (PID) para o modelo de 2ª ordem.

5 Conclusões

O controlador proporcional-integrativo-derivativo combina as vantagens dos controladores PI e PD. A ação integral está diretamente ligada à precisão do sistema sendo responsável pelo erro nulo em regime permanente. O efeito desestabilizador do controlador PI é contrabalançado pela ação derivativa que tende a aumentar a estabilidade relativa do sistema ao mesmo tempo em que torna a resposta do sistema mais breve, pois tem a capacidade de trabalhar com a previsão de variação do erro. O resultado é um circuito com erro mínimo e tempo de acomodação menor do que é conseguido utilizando os controladores PD e PI separadamente. Qualquer um dos quatro tipos de controladores poderia atender a demanda, porém aquele que melhor atende a necessidade é o controlador PID.

Referências

- BONNETT, A. H.; YUNG, C. Increased Efficiency Versus Increased Reliability. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 14, n. 1, p. 29–36, 2008.
- EREN, Levent; INCE, Turker; KIRANYAZ, Serkan. A Generic Intelligent Bearing Fault Diagnosis System Using Compact Adaptive 1D CNN Classifier. **Journal of Signal Processing Systems**, mai. 2018. DOI: 10.1007/s11265-018-1378-3.
- GONGORA, W. S. et al. Embedded System to Detect Bearing Faults in Line-Connected Induction Motors. In: 2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM). [S.l.: s.n.], 2018. p. 1841–1847.
- JANSSENS, Olivier et al. Convolutional neural network based fault detection for rotating machinery. eng. **JOURNAL OF SOUND AND VIBRATION**, ACADEMIC PRESS LTD-ELSEVIER SCIENCE LTD, v. 377, p. 331–345, 2016. ISSN 0022-460X. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1016/j.jsv.2016.05.027>.
- JIA, Feng et al. A neural network constructed by deep learning technique and its application to intelligent fault diagnosis of machines. **Neurocomputing**, v. 272, p. 619–628, 2018.
- LU, C.; WHANG, Z.; ZHOU, B. Diagnosis of Rolling Bearing Using Hierarchical Convolutional Network Based Health State Classification. **Advanced Engineering Informatics**, v. 32, p. 139–151, 2017.
- LU, S.; QIAN, G. et al. In Situ Motor Fault Diagnosis Using Enhanced Convolutional Neural Network in an Embedded System. **IEEE Sensors Journal**, v. 20, n. 15, p. 8287–8296, 2020.
- MARKIEWICZ, M. et al. Predictive Maintenance of Induction Motors Using Ultra-Low Power Wireless Sensors and Compressed Recurrent Neural Networks. **IEEE Access**, v. 7, p. 178891–178902, 2019.
- PANDARAKONE, S. E.; MIZUNO, Y.; NAKAMURA, H. Evaluating the Progression and Orientation of Scratches on Outer-Raceway Bearing Using a Pattern Recognition Method. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 2, p. 1307–1314, 2019.
- RANDALL, R.B. Rolling Element Bearing Diagnostics - A Tutorial. **Mechanical Systems and Signal Processing**, v. 25, p. 485–520, fev. 2011. DOI: 10.1016/j.ymsp.2010.07.017.
- SHAO, H. et al. A Novel Method for Intelligent Fault Diagnosis of Rolling Bearings Using Ensemble Deep Auto-encoders. **Mechanical Systems and Signal Processing**, v. 102, p. 278–297, 2018.
- SMITH, Wade; RANDALL, R.B. Rolling Element Bearing Diagnostics Using the Case Western Reserve University Data: A Benchmark Study. **Mechanical Systems and Signal Processing**, v. 64-65, mai. 2015. DOI: 10.1016/j.ymsp.2015.04.021.
- TIAN, J. et al. Motor Bearing Fault Detection Using Spectral Kurtosis-Based Feature Extraction Coupled With K-Nearest Neighbor Distance Analysis. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 3, p. 1793–1803, 2016.
- WEN, L. et al. A New Convolutional Neural Network-Based Data-Driven Fault Diagnosis Method. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 7, p. 5990–5998, 2018.
- ZHANG, S. et al. Deep Learning Algorithms for Bearing Fault Diagnostics—A Comprehensive Review. **IEEE Access**, v. 8, p. 29857–29881, 2020.