

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

JOÃO HENRIQUE VALENTINI

**ESTUDO COMPARATIVO ENTRE DIFERENTES
CONTROLADORES PID BASEADOS EM TÉCNICAS DE
PREDIÇÃO APLICADOS A PROCESSOS COM ATRASO
DE TRANSPORTE**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2019

JOÃO HENRIQUE VALENTINI

**ESTUDO COMPARATIVO ENTRE DIFERENTES
CONTROLADORES PID BASEADOS EM TÉCNICAS DE
PREDIÇÃO APLICADOS A PROCESSOS COM ATRASO
DE TRANSPORTE**

Trabalho de Conclusão do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, Câmpus Pato Branco, apresentado como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

PATO BRANCO

2019

TERMO DE APROVAÇÃO

O Trabalho de Conclusão de Curso intitulado **ESTUDO COMPARATIVO ENTRE DIFERENTES CONTROLADORES PID BASEADOS EM TÉCNICAS DE PREDIÇÃO APLICADOS A PROCESSOS COM ATRASO DE TRANSPORTE** do acadêmico **João Henrique Valentini** foi considerado **APROVADO** de acordo com a ata da banca examinadora N^o 221 de 2019.

Fizeram parte da banca examinadora os professores:

Prof. Dr. César Rafael Claire Torrico
Orientador

Prof. Dr. Kleiton De Moraes Sousa
Convidado 1

Prof. Heitor José Tessaro
Convidado 2

A Ata de Defesa assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica

"A persistência é o caminho do êxito. . ."
(Charles Chaplin)

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer inicialmente a Deus por me possibilitar alcançar mais um objetivo em minha vida.

Aos meus pais, Jane e Reinaldo, e minha irmã Regiane, pela ajuda, aprendizados e incentivos que me deram ao longo de minha formação.

Aos demais familiares que me deram suporte, dentre eles meus avós Belino e Irma.

A Ana Letícia pelo apoio, companheirismo e compreensão em todos os momentos.

Aos meus amigos que compartilharam comigo experiências de vida e momentos marcantes durante a graduação.

Ao meu orientador César Torrico, por toda a ajuda e comprometimento no desenvolvimento desse trabalho.

Aos meus colegas e professores que contribuíram para a construção do meu conhecimento ao longo de minha graduação.

RESUMO

VALENTINI, João Henrique. Sintonia de Controladores PID Baseados em Técnicas de Predição Aplicados a Processos com Atraso de Transporte. 2019. 79 p. Trabalho de Conclusão de Curso - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2019.

O atraso de transporte é a diferença de tempo entre a manifestação do sinal de entrada e do sinal de saída do sistema, presente em alguns sistemas industriais. Tendo em vista que, os controladores do tipo PID (Proporcional, Integral e Derivativo) são predominantes no ambiente industrial, em um primeiro momento, foi estudado o controlador PID convencional, já que para pequenos atrasos de transporte os sistemas de controle podem ser controlados adequadamente, ajustando-se o ganho derivativo do controlador; em um segundo momento, foi estudado o controlador PID com Preditor de Smith (PS), que usa o modelo matemático da planta do sistema para prever o atraso e dessa forma reduzir o seu efeito na malha de controle. Entretanto, na indústria, muitos controladores já possuem uma estrutura fixa de ganhos de um controlador PID convencional que não podem ser modificadas, deste modo, em um terceiro momento, foram estudadas algumas técnicas de ajuste do controlador PID baseadas em predição, dentre elas, a) A Aproximação por PID a partir do Preditor de Smith, que utiliza uma malha de controle equivalente ao Preditor de Smith para se aproximar de um PID convencional; b) O ajuste de PID com Controlador de Modelo Interno (*IMC* do inglês, *Internal Model Control*), na qual faz a ligação do modelo que descreve o processo com a estrutura do controlador; c) O ajuste PID por alocação de polos, semelhante ao método *IMC*, mas permitindo alocar os polos em malha fechada do sistema em lugares desejados; d) O Ajuste de PID com dois graus de liberdade (*2DOF* do inglês, *two-degree-of-freedom*), que consiste em colocar um filtro na referência da malha de controle. Os controladores projetados foram aplicados em uma bancada didática de nível de fluídos, o controle PID com PS obteve os melhores resultados em malha fechada, seguido dos controladores baseados em técnicas de predição, seguido dos controladores PID convencionais.

Palavras-chave: Atraso de transporte; Controladores PID; Preditor de Smith, Malhas de controle industriais; Predição; Sistemas de primeira ordem.

ABSTRACT

VALENTINI, João Henrique. Tuning of PID Controllers Based on Prediction Techniques Applied to Processes with Dead-time. 2019. 79 p. Final Paper - Electrical Engineering, Federal University of Technology - Paraná. Pato Branco, 2019.

The dead-time is the time difference between the manifestation of the input signal and the output signal of the system, present in some industrial systems. Considering that PID controllers (Proportional, Integral and Derivative) are predominant in the industrial environment, the conventional PID controller was studied at a first moment, since, for small transport delays, the control systems can be controlled adjusting the derivative gain of the controller; in a second moment, we studied the PID controller with Smith Predictor (SP), which uses the mathematical model of the system plant to predict the delay and thus reduce its effect on the control loop. However, in the industry, many controllers already have a fixed gain structure of a conventional PID controller that can not be modified, so, in a third moment, were studied some PID controller tuning techniques based in prediction, among them, a) The PID Approximation from the Smith Predictor, which uses a control loop equivalent to the Smith Predictor to approach a conventional PID; b) The PID setting with Internal Model Controller (IMC), in which it connects the model that describes the process with the controller structure; c) The PID setting per pole allocation, similar to the IMC method, but allowing the poles to be looped in the system at desired locations; d) The PID adjustment with two degrees of freedom (2DOF), which consists in placing a filter in the reference of the control loop. The adjusted controllers were applied in a fluid level didactic workbench, the PID control with SP obtained the best results in closed loop, followed by controllers based on prediction techniques, followed by conventional PID controllers.

Keywords: Dead-time; PID controllers; Smith Predictor; Industrial control loop; prediction; First order systems.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Gráfico do atraso de transporte para sistemas de primeira ordem.	19
Figura 2 – Sistema com controlador PID.	20
Figura 3 – Interpretação gráfica da ação derivativa como predição do sinal de erro.	21
Figura 4 – Estrutura de controle do Preditor de Smith.	24
Figura 5 – Preditor de Smith representado na forma de um controlador equivalente.	25
Figura 6 – Estrutura de controle IMC.	28
Figura 7 – Estrutura de controle PID com dois graus de liberdade.	32
Figura 8 – Placa de aquisição de dados da <i>National Instruments</i>	33
Figura 9 – Esquema do sistema fluídico interligado com a placa de aquisição de dados e computador.	34
Figura 10 – Foto do reservatório <i>R1</i> da bancada didática de processos fluídicos da marca Festo.	35
Figura 11 – Resposta ao degrau do sistema simulado e real em malha aberta.	36
Figura 12 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PI sem atraso de transporte.	38
Figura 13 – Sinais de saída da simulação do modelo matemático com os controladores baseados em predição com atraso de 5s.	40
Figura 14 – Sinais de saída da simulação do modelo matemático com os controladores baseados em predição com atraso de 5s.	40
Figura 15 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PI com atraso de transporte de 5s.	41
Figura 16 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PI com atraso de transporte de 5s.	42
Figura 17 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PI com atraso de transporte de 5s, aumentando o ganho proporcional do controlador.	43
Figura 18 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PI com atraso de transporte de 5s, aumentando o ganho proporcional do controlador.	43
Figura 19 – Diagrama de blocos do PID paralelo.	44
Figura 20 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID com atraso de transporte de 5s.	44
Figura 21 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID com atraso de transporte de 5s.	45

Figura 22 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID com filtro na parcela derivativa com atraso de transporte de 5s.	46
Figura 23 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID com filtro na parcela derivativa com atraso de transporte de 5s.	47
Figura 24 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID por Aproximação ao PS com atraso de transporte de 5s.	48
Figura 25 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID por Aproximação ao PS com atraso de transporte de 5s.	48
Figura 26 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID por <i>IMC</i> com atraso de transporte de 5s.	49
Figura 27 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID por <i>IMC</i> com atraso de transporte de 5s.	50
Figura 28 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID por Alocação de Polos com atraso de transporte de 5s.	51
Figura 29 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID por Alocação de Polos com atraso de transporte de 5s.	51
Figura 30 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID com PS com atraso de transporte de 5s.	52
Figura 31 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID com PS com atraso de transporte de 5s.	53
Figura 32 – Sinais de saída da simulação do modelo matemático com os controladores baseados em predição com <i>2DOF</i> com atraso de 10s.	55
Figura 33 – Sinais de saída da simulação do modelo matemático com os controladores baseados em predição com atraso de 10s.	56
Figura 34 – Sinais de saída da simulação do modelo matemático com os controladores baseados em predição com atraso de 10s.	58
Figura 35 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PI com atraso de transporte de 10s.	59
Figura 36 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PI com atraso de transporte de 10s.	59
Figura 37 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID com atraso de transporte de 10s.	60
Figura 38 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID com atraso de transporte de 10s.	61

Figura 39 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID com filtro na parcela derivativa com atraso de transporte de 10s.	62
Figura 40 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID com filtro na parcela derivativa com atraso de transporte de 10s.	62
Figura 41 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID por Aproximação ao PS com atraso de transporte de 10s.	63
Figura 42 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID por Aproximação ao PS com atraso de transporte de 10s.	64
Figura 43 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID por <i>IMC</i> com atraso de transporte de 10s.	65
Figura 44 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID por <i>IMC</i> com atraso de transporte de 10s.	65
Figura 45 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID por Alocação de Polos com atraso de transporte de 10s.	66
Figura 46 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID por Alocação de Polos com atraso de transporte de 10s.	67
Figura 47 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID por Aproximação ao PS <i>2DOF</i> com atraso de transporte de 10s.	68
Figura 48 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID por Aproximação ao PS <i>2DOF</i> com atraso de transporte de 10s.	68
Figura 49 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID por <i>IMC 2DOF</i> com atraso de transporte de 10s.	69
Figura 50 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID por <i>IMC 2DOF</i> com atraso de transporte de 10s.	70
Figura 51 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID por Alocação de Polos <i>2DOF</i> com atraso de transporte de 10s.	71
Figura 52 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID por Alocação de Polos <i>2DOF</i> com atraso de transporte de 10s.	71

Figura 53 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID com PS com atraso de transporte de 10s.	72
Figura 54 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID com PS com atraso de transporte de 10s.	73

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Resumo das equações dos ganhos dos métodos de controle PID baseados em Predição.	31
Tabela 2 – Resumo dos valores das variáveis dos controladores para o tempo de atraso de transporte de 5 segundos.	39
Tabela 3 – Resumo dos tempos de subida e ultrapassagem percentual dos ensaios dos controladores para o tempo de atraso de transporte de 5 segundos.	54
Tabela 4 – Resumo dos valores das variáveis dos controladores para tempo de atraso de transporte de 10 segundos.	54
Tabela 5 – Resumo dos valores das variáveis do filtro <i>2DOF</i> na referência do sistema para tempo de atraso de transporte de 10 segundos.	55
Tabela 6 – Resumo dos tempos de subida e ultrapassagem percentual dos ensaios dos controladores para o tempo de atraso de transporte de 10 segundos.	74

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente contínua.
<i>IMC</i>	Controlador de modelo interno (do inglês, <i>Internal Model Control</i>).
<i>NI</i>	<i>National Instruments</i> .
PI	Proporcional, Integral.
PID	Proporcional, Integral e Derivativo.
PS	Preditor de Smith.
<i>USB</i>	Porta universal (do inglês, <i>Universal Serial Bus</i>).
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná
<i>2DOF</i>	Dois graus de liberdade (do inglês, <i>two-degree-of-freedom</i>).
V	<i>Volts</i> (Unidade de medida de tensão elétrica)

SUMÁRIO

	Sumário	13
1	INTRODUÇÃO	15
1.1	Objetivos	16
1.1.1	Objetivo geral	16
1.1.2	Objetivos específicos	16
1.2	Organização do Trabalho	17
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	18
2.1	Atraso de Transporte	18
2.2	Controlador PID Convencional	19
2.3	Preditor de Smith	23
2.4	Controladores PID baseados em predição	26
2.4.1	Aproximação ao Preditor de Smith	26
2.4.2	PID com Controle de Modelo Interno (<i>IMC</i>)	28
2.4.3	PID por Alocação de Polos	29
2.4.4	PID com dois graus de Liberdade	31
3	SIMULAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DOS CONTROLADORES BASEADOS EM PREDIÇÃO EM UMA BANCADA DE PROCESSOS FLUÍDICOS	33
3.1	Ensaio em malha aberta da bancada didática de processos fluídicos	33
3.2	Simulação e Ensaio do sistema sem atraso de transporte	36
3.3	Simulação e Ensaio dos controladores com atraso de transporte de 5 segundos	38
3.3.1	Simulação do modelo matemático com os controladores, em <i>Simulink</i>	38
3.3.2	Simulação e Ensaio do controlador PI	41
3.3.3	Simulação e Ensaio do controlador PID convencional	44
3.3.4	Simulação e Ensaio do controlador PID com filtro na parcela derivativa	45
3.3.5	Simulação e Ensaio do controlador PID por Aproximação ao PS	47
3.3.6	Simulação e Ensaio do controlador PID por <i>IMC</i>	49
3.3.7	Simulação e Ensaio do controlador PID por Alocação de Polos	50
3.3.8	Simulação e Ensaio do controlador PID com <i>PS</i>	52
3.3.9	Resultado dos ensaios para tempo de atraso de transporte de 5 segundos	53

3.4	Simulação e Ensaio dos controladores com atraso de transporte de 10 segundos	54
3.4.1	Simulação do modelo matemático com os controladores, em <i>Simulink</i>	54
3.4.2	Simulação e Ensaio do controlador PI	58
3.4.3	Simulação e Ensaio do controlador PID	60
3.4.4	Simulação e Ensaio do controlador PID com filtro na parcela derivativa	61
3.4.5	Simulação e Ensaio do controlador PID por Aproximação ao PS	63
3.4.6	Simulação e Ensaio do controlador PID por <i>IMC</i>	64
3.4.7	Simulação e Ensaio do controlador PID por Alocação de Polos	66
3.4.8	Simulação e Ensaio do controlador PID por Aproximação ao PS <i>2DOF</i>	67
3.4.9	Simulação e Ensaio do controlador PID por <i>IMC 2DOF</i>	69
3.4.10	Simulação e Ensaio do controlador PID por Alocação de Polos <i>2DOF</i>	70
3.4.11	Simulação e Ensaio do controlador PID com <i>PS</i>	72
3.4.12	Resultado dos ensaios para tempo de atraso de transporte de 10 segundos	73
4	CONCLUSÃO	75
4.0.1	Sugestão para futuros trabalhos	76
	REFERÊNCIAS	78

1 INTRODUÇÃO

Uma problemática para os engenheiros de sistemas de controle é que os sistemas industriais podem apresentar atraso de transporte, fenômeno que está presente nos processos de transporte de energia, massa e processamento de dados. Esse fenômeno é causado por deslocamentos temporais que acontecem em uma ou mais variáveis de um sistema de controle (NORMEY-RICO, 2007). Um exemplo de onde o atraso de transporte é elevado e causa grande impacto nas malhas de controle são as petroquímicas, devido o grande comprimento das mangueiras e tubos presentes nesse tipo de indústria (GOMES, 2008).

No setor industrial o tipo de malha de controle predominantemente é o Proporcional Integral Derivativo (PID). Isso se deve à grande variedade de aplicações que o conjunto de ganhos desse tipo de controlador pode oferecer, na qual a estrutura de controle não muda, existindo apenas uma variação dos ganhos proporcional, integral e derivativo, de acordo com os parâmetros iniciais de projeto (GOMES, 2008).

A maioria dos processos industriais com atraso de transporte possuem pequeno valor de tempo de atraso de transporte se comparado com suas constantes de tempo. Segundo (ALMEIDA et al., 2002) e (DUTRA et al., 2003) apud (OLIVEIRA et al., 2004) o controlador PID convencional pode ser usado de forma satisfatória para os sistemas com pequenos atrasos de transporte, para estes casos, é possível ajustar o controlador com pequeno ganho derivativo. Dessa forma, o sistema provavelmente não ficará instável pelos efeitos da parcela derivativa e conseguirá diminuir os efeitos indesejados causados pelo atraso de transporte no sistema a malha fechada, como por exemplo, sobressinais e oscilações em estado transitório.

No PID convencional, quanto maior for a constante de tempo derivativa, maior será a velocidade da resposta global do sistema, conseguindo diminuir com mais efetividade os efeitos oscilatórios do sistema. No entanto, na prática, normalmente são usados valores de tempo derivativo baixos comparados aos ganhos proporcional e integral, em razão da derivada da resposta do sistema ser muito sensível ao ruído no sinal da variável de processo (GOODWIN et al., 2001).

Uma opção para diminuir de forma efetiva os erros que o atraso de transporte causa no sinal de saída do sistema de controle, é usar o controlador PID aliado ao Preditor de Smith (PS), que é formado por um controlador primário com a mesma estrutura de um controlador PI e uma malha de controle interna que consiste em deslocar o atraso de transporte para fora da malha de realimentação, tratando a dinâmica do sistema como se não houvesse atraso (NORMEY-RICO, 2007).

Entretanto, a maioria dos controladores industriais são produzidos na forma de um PID convencional, não sendo possível a implementação do Preditor de Smith nessas malhas de controle. Dessa forma, para tratamento do atraso de transporte, o PID convencional pode ser ajustado a partir dos métodos baseados em predição, dos quais se destacam: aproximação por PID a partir do Preditor de Smith; ajuste de PID pelo método de modelo interno; ajuste de PID com dois graus de liberdade; ajuste PID por Alocação de Polos.

Os controladores PID baseados em predição usam uma aproximação do atraso de transporte para equacionar malhas de controle específicas, para tentar diminuir o efeito do atraso de transporte da malha de controle. Esses controladores são utilizados em indústrias em que o atraso de transporte produz oscilações e respostas inadequadas nas malhas de controle de processos automatizados. Desta forma, o estudo dos controladores PID baseados em predição é de grande importância para se definir quais destes métodos de controle baseados em predição são mais eficientes e precisos de acordo com os parâmetros iniciais de projeto e o tamanho do atraso de transporte do sistema.

Para testar na prática todos os tipos de controladores que serão estudados, serão aplicados os ensaios em malha fechada em uma bancada de nível de fluidos, presente na UTFPR Campus Pato Branco, devido a facilidade de acesso a esse sistema e também por ele ter uma interface de conexão pronta. Os controladores baseados em predição serão ajustados no MATLAB 2013b, *software* que a UTFPR possui licença, com os seguintes parâmetros iniciais de projeto: acelerar a resposta do sistema e apresentar baixo sobressinal.

1.1 OBJETIVOS

Nesta seção são apresentados os objetivos geral e específicos desenvolvidos nesse projeto.

1.1.1 OBJETIVO GERAL

Estudo comparativo entre diferentes estruturas de controladores PID baseados em métodos de predição aplicados a processos com atraso de transporte.

1.1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Analisar o controlador PID aliado ao Preditor de Smith; o controlador PID convencional e os seguintes tipos de ajuste de controladores PID baseados em predição: Aproximação do PID a partir do Preditor de Smith; Ajuste de PID pelo método de

modelo interno (*IMC*); Ajuste PID por Alocação de Polos; Ajuste de PID com dois graus de liberdade (*2DOF*), aplicados a processos com atraso de transporte;

- Desenvolver as simulações dos controladores estudados em *Simulink*, as quais permitirão fazer uma análise comparativa entre os métodos estudados;
- Desenvolver as simulações dos controladores estudados em MATLAB para possibilitar a implementação dos controladores na bancada fluídica;
- Implementar as técnicas de controle estudadas fazendo uso de uma bancada didática de processos fluídicos;

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho está organizado em 4 capítulos, incluindo a introdução já abordada. No capítulo 2 será feita a fundamentação teórica sobre sintonia de controladores PID baseados em métodos de predição aplicados a processos com atraso de transporte.

O capítulo 3 demonstra os resultados das simulações e dos ensaios com os controladores em malha fechada na bancada fluídica.

No capítulo 4 serão apresentadas as conclusões e considerações finais, além das sugestões para trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo apresenta a fundamentação teórica que será utilizada como base de conhecimento para o desenvolvimento deste trabalho. Primeiramente, serão apresentados os conceitos sobre como o atraso de transporte influencia nas malhas de controle. Serão abordados os casos nos quais o controlador PID convencional pode ser utilizado para se obter bons resultados de controle em malha fechada para sistemas com atraso de transporte. Serão apresentados os conceitos do controlador PID com Preditor de Smith. Serão apresentados os conceitos dos seguintes métodos de controle baseados em predição: o ajuste de controladores PID pelo método de Aproximação ao Preditor de Smith; o ajuste de controladores PID pelo método de Alocação de Polos; o ajuste de controladores PID pelo método *IMC*; o ajuste de controladores PID *2DOF*.

2.1 ATRASO DE TRANSPORTE

O atraso de transporte é definido como o intervalo de tempo que compreende a defasagem entre o momento em que é ocasionada uma perturbação na entrada do sistema e o momento em que essa perturbação seja manifestada no sinal de saída do sistema. Esse fenômeno pode estar relacionado ao atuador ou sensor presente na malha de controle ou à própria dinâmica do processo (CHEVARRIA; COELHO,).

O atraso de transporte é um fenômeno que está presente nos processos de transporte de energia, massa e processamento de dados (OLIVEIRA, 2016). Esse fenômeno é causado por deslocamentos temporais que acontecem em uma ou mais variáveis de um sistema de controle (NORMEY-RICO, 2007). A duração do atraso de transporte L é diretamente proporcional à distância entre os pontos que se pretende fazer a troca de informações e inversamente proporcional à velocidade com que são feitas estas trocas de informações (RIBEIRO, 2005).

A equação (1) representa a função em Laplace que define o comportamento do atraso de transporte, A_T , em um sistema em relação à duração do atraso de transporte L em segundos, na qual, s é a variável complexa da transformada de Laplace. (NORMEY-RICO, 2007). Quando o atraso de transporte for relevante em relação ao valor da constante de tempo do sistema, ocasiona-se oscilações no sinal de saída do sistema. Quanto maior o valor do atraso de transporte, maiores serão as oscilações e piores serão as respostas de controle em malha fechada (TORRICO et al., 2007).

$$A_T = e^{-Ls}. \quad (1)$$

O tempo de atraso de transporte L em sistemas de primeira ordem para uma entrada degrau em malha aberta pode ser visualizado na figura 1. Nas quais, t é o eixo do tempo, A é o eixo da amplitude do sinal, $y(t)$ é o sinal de saída da planta de primeira ordem, T é a constante de tempo da planta, $u(t)$ é a entrada degrau fornecida à planta, A_y é a amplitude do sinal de saída em regime, A_u é a amplitude do degrau. O ganho K_p do sistema de primeira ordem mostrado na figura 1 é dado pela equação (2).

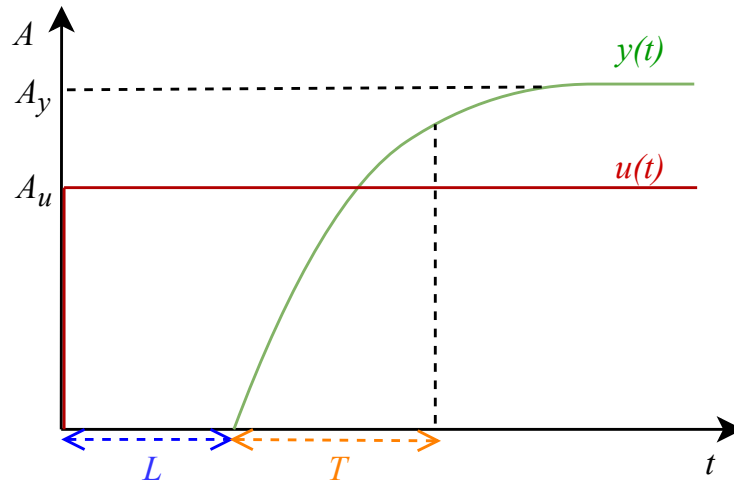


Figura 1 – Gráfico do atraso de transporte para sistemas de primeira ordem.
Fonte: Adaptado de (OLIVEIRA et al., 2004).

$$K_p = \frac{A_y}{A_u}. \quad (2)$$

A função de transferência de uma planta de um sistema de primeira ordem, cujas perturbações e não linearidades do sistemas sejam desprezíveis é definida pela equação (3). Quando se adiciona o atraso de transporte em um sistema de primeira ordem como mostrado na figura 1, a função de transferência da planta desse sistema, cujas perturbações e não linearidades do sistema sejam desprezíveis, é definida pela equação (4) (NORMEY-RICO, 2007).

$$P_1(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K_p}{1 + sT}, \quad (3)$$

$$P(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K_p}{1 + sT} e^{-Ls}. \quad (4)$$

2.2 CONTROLADOR PID CONVENCIONAL

O PID provavelmente seja o único tipo de controlador industrial que possui ao mesmo tempo, facilidade de implementação, estrutura simples e grande variedade

de aplicações. Com o avanço da tecnologia digital, desenvolveram-se várias técnicas de controle baseadas em *softwares* que auxiliaram na criação de novas tecnologias baseadas nesse tipo de controle, incluindo pacotes de *software* PID, módulos de *hardware* PID (ANG; CHONG; LI, 2005).

O controlador PID é formado por três termos: o proporcional, o integrador e o derivativo. O termo proporcional fornece uma ação de controle por meio de um ganho que é proporcional à amplitude do sinal de erro da malha fechada do sistema. O termo integral produz um sinal de saída proporcional à duração e à amplitude do sinal de erro, que, combinado com o termo proporcional, permite acelerar o sinal de saída e zerar o erro em estado estacionário. O termo derivativo produz um sinal de saída proporcional à velocidade do sinal de erro, que ajuda a diminuir o sobressinal das malhas de controle, podendo melhorar a estabilidade dos sistemas.

Todavia, para sistemas com grande quantidade de ruídos ou grandes perturbações, a parcela derivativa pode levar o sistema para a instabilidade, já que a derivada da resposta do sistema é muito sensível ao ruído no sinal da variável de processo (WESCOTT, 2000). O sistema com controlador PID pode ser representado em diagrama de blocos pela figura 2. Na qual $r(t)$ é o sinal de referência, $e(t)$ é o sinal de erro, $u(t)$ é o sinal de controle, $p(t)$ é o sinal de perturbação, $y(t)$ é o sinal de saída, $PID(s)$ é o controlador PID, $P(s)$ é a planta do sistema.

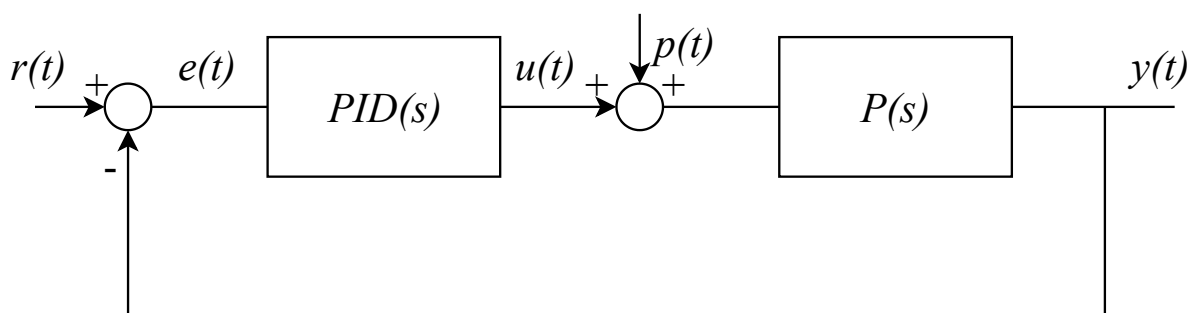


Figura 2 – Sistema com controlador PID.

Fonte: Adaptado de (NORMEY-RICO, 2007).

Para o controlador $PID(s)$ mostrado na figura 2 o sinal de controle PID padrão ideal $u(t)$ pode ser definido na equação (5) (NORMEY-RICO, 2007). Cujas equações de erro é definida pela equação (6), K_c é o ganho proporcional, T_i é o tempo integral e T_d é o tempo derivativo. (NORMEY-RICO, 2007).

$$u(t) = K_c \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right], \quad (5)$$

$$e(t) = r(t) - y(t). \quad (6)$$

Ao fazer a transformada de Laplace do controlador PID no domínio do tempo, obtém-se a função de transferência do controlador PID no domínio da frequência. Essa equação é definida pelo quociente entre o sinal de saída e o sinal de erro do bloco do controlador mostrado na equação (7) (NORMEY-RICO, 2007).

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_c \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right]. \quad (7)$$

A interpretação gráfica de como a parcela derivativa do controlador consegue estimar qual deverá ser a ação de controle futura, com base em uma predição linear do erro a partir do instante t , pode ser vista na figura 3 (NORMEY-RICO, 2007). A partir dessa figura por meio de uma aproximação linear do erro do sistema, o controlador consegue estimar linearmente o valor do erro futuro do sistema $\hat{e}(t + T_d)$, a partir do erro atual $e(t)$.

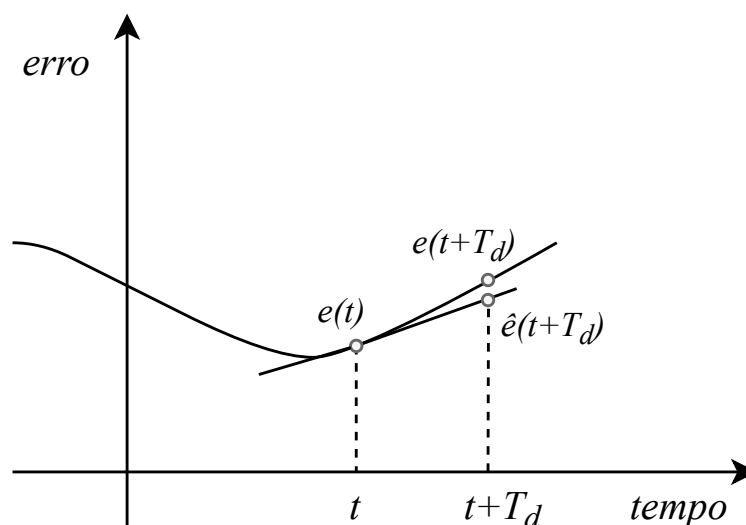


Figura 3 – Interpretação gráfica da ação derivativa como predição do sinal de erro.
Fonte: Adaptado de (NORMEY-RICO, 2007).

Essa estimativa é feita até uma quantidade de tempo em segundos igual ao valor da constante de tempo derivativa T_d . Assim, o valor de T_d para o controlador PID é definido como sendo igual ao valor do atraso de transporte L , resultando em uma diminuição do impacto do atraso de transporte na malha de controle. Quanto mais linear o sistema for, melhor será a predição do erro e melhor será a controlabilidade do sistema.

Contudo, o controlador representado pela equação (7) não pode ser implementado na prática, apenas pode ser simulado, ou implementado de forma aproximada, como é o caso de Controladores Lógicos Programáveis e softwares de engenharia de sistemas de controle, já que, o grau do numerador da função de transferência do controlador PID convencional é maior que o grau do denominador.

Além disso, quando o controlador PID convencional é aplicado em malhas de controle com atraso de transporte preponderante, esse controlador não consegue manter boa velocidade de resposta sem causar sobressinais e oscilações no sistema. Isso acontece em virtude da aproximação linear da predição do sinal de erro apresentar uma boa aproximação apenas para curtos espaços de tempo. Para resolver tal problema, existe o controlador PID com filtro na parcela derivativa, que modifica a ação de controle derivativa, fazendo o uso de um filtro passa baixa, como visto na equação (8).

Essa modificação do controlador PID, além de deixá-lo próprio para implementação, faz com que esse controlador consiga obter melhores respostas de controle se comparado com o PID convencional para sistemas com atraso de transporte elevado, diminuindo as oscilações e sobressinais do sistema e mantendo boa velocidade de resposta (TORRICO et al., 2007).

Esse filtro é uma variável associada apenas à parcela derivativa do controlador PID e o valor dessa variável pode variar entre 0 e 1. A definição do valor desse filtro é feito por um ajuste empírico baseado nas simulações do sistema de controle em um *software* (NORMEY-RICO, 2007).

A ação derivativa do controlador PID com filtro α é mostrada na equação (8). Assim, chega-se na equação do controlador PID com filtro α na parcela derivativa no formato série em Laplace representada na equação (9). O controlador PID com filtro α também pode ser representado no formato padrão, ou no formato paralelo, presente nas equações (10) e (11) (NORMEY-RICO, 2007).

$$D(s) = \frac{K_c(T_d s)}{\alpha T_d s + 1}, \quad (8)$$

$$C(s) = K_c \left[\frac{(1 + T_i s)}{T_i s} \frac{T_d s + 1}{\alpha T_d s + 1} \right], \quad (9)$$

$$C(s) = \frac{K_c(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s)}{\alpha T_d s + 1}, \quad (10)$$

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d s}{\alpha K_d s + 1}. \quad (11)$$

2.3 PREDITOR DE SMITH

Os sistemas com atraso de transporte tendem a ter suas dinâmicas afetadas de forma a apresentarem sinais de resposta indesejados, com sobressinais ou oscilações. Quanto maior é a quantidade de polos do sistema, pior é a estabilidade relativa do sistema, em virtude da combinação de diferentes dinâmicas. Para se obter controlabilidade adequada de sistemas com atraso de transporte, ou com dinâmica muito perturbada, é uma boa alternativa usar a técnica de controle PID aliado ao Preditor de Smith. Por meio de metodologias mais precisas do que as variantes do controle PID convencional, obtém-se melhores resultados de controle em malha fechada e garante-se melhor robustez ao sistema, diminuindo os problemas de perturbação devido ao circuito de realimentação interno (KWAK et al., 1999).

O Preditor de Smith foi o primeiro sistema de controle da literatura que introduziu um compensador de atraso. O PS usa o modelo matemático da planta do sistema para tentar eliminar o efeito do atraso de transporte da malha de controle. A eliminação do atraso da malha implica em atrasar o comportamento da planta (PRADO, 2000). De forma ideal o PS permite aumentar o ganho do controlador indefinidamente sem causar oscilações e sobressinais até que o controlador não sature, para sistemas lineares de primeira ordem com atraso de transporte (TORRICO et al., 2007).

O modelo matemático da planta do sistema pode ser obtido por meio de ensaios em malha aberta que geram uma equação que representa o comportamento do sistema de maneira aproximada ao sistema real. Assim, quanto melhor a estimativa do modelo matemático da planta, melhores serão as respostas do controlador com PS (VASCONCELOS; MEDEIROS, 2012).

Para sistemas em que as não linearidades e as perturbações não afetem consideravelmente o comportamento do sistema e que o modelo matemático da planta obtido seja muito fiel ao sistema real, o PS permite melhorar mais o desempenho do sistema com atraso de transporte do que outras técnicas de controle, como por exemplo o PID, principalmente quando o atraso de transporte é relevante perante a constante de tempo do sistema (TORRICO et al., 2007). A estrutura de controle do PS é mostrada na figura 4.

A estrutura do PS se baseia em separar o modelo matemático da planta $P_1(s)$ e o atraso de transporte do sistema $A_T(s)$, dessa forma, quando $P_1(s)$ for muito bem estimado, o erro de predição $y_0(t)$ será muito próximo de zero e a saída predita $y_r(t)$ será aproximadamente o mesmo valor de $y_1(t)$, ou seja, idealmente, consegue-se retirar o efeito do sinal do atraso de transporte da malha de controle.

A estrutura do Preditor permite acelerar a resposta do sinal de realimentação somado à referência, já que propicia uma melhor margem de fase, mínimo atraso

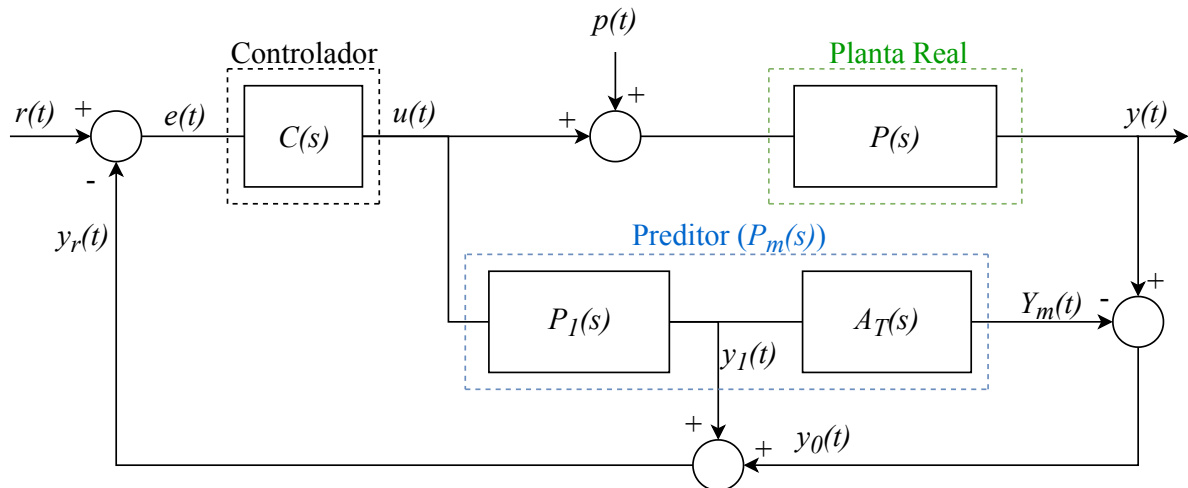


Figura 4 – Estrutura de controle do Preditor de Smith.

Fonte: Adaptado de (BESSA, 2016).

de fase que pode ser adicionado por um controlador a um sistema em malha aberta estável que desestabilize o mesmo sistema em malha fechada. Contudo, a resposta do seguimento de referência tem um limite físico de aceleração (FLESCH et al., 2012).

Como o PS busca eliminar o efeito do atraso de transporte da malha de controle, uma solução adequada para se obterem boas respostas de controle é utilizar o controlador primário $C(s)$ com a mesma estrutura de um controlador PI. Esse controlador é definido pela equação (12) em Laplace, cujo K_1 é o ganho estático do controlador primário (NORMEY-RICO, 2007).

$$C(s) = K_1 \frac{1 + T_i s}{T_i s}. \quad (12)$$

O controlador $C(s)$ pode ser projetado utilizando os métodos de projeto de um PI convencional. O controlador primário é suficiente para controlar os sistemas de primeira ordem sem atraso de transporte. O ajuste da parcela integral desse controlador pode ser feito cancelando o polo da planta do sistema $P_1(s)$ em malha aberta, ou seja, $T_i = T$.

Se o controle primário $C(s)$ for projetado para obter respostas muito rápidas em malha fechada, a robustez, fator que representa o nível de estabilidade do sistema, torna-se pequena e o controlador começa a não acompanhar o tráfego de informações, podendo o sistema se tornar instável em malha fechada para pequenos erros de modelagem. Portanto, no PS não é possível a obtenção simultânea de respostas rápidas ao seguimento de referências e índice de robustez elevado (NORMEY-RICO,

2007). A função transferência do sistema com o PS padrão em malha fechada é mostrada na equação (13) (NORMEY-RICO, 2007).

$$\frac{Y_m(s)}{R(s)} = \frac{C(s)P_1(s)}{1 + C(s)P_1(s)}e^{-Ls} = \frac{1}{1 + T_0s}e^{-Ls}. \quad (13)$$

O esquema da malha de controle do PS padrão na forma que apresente o seu controlador equivalente, pode ser visto na figura 5. Esse controlador equivalente é encontrado equacionando em malha fechada o bloco da malha direta $C(s)$ com a realimentação $P_1(s) - P_m(s)$, como mostrado na equação (16), sendo que o modelo matemático da planta $P_1(s)$ e o modelo matemático da planta com o atraso de transporte $P_m(s)$ estão definidos nas equações (14) e (15) (NORMEY-RICO, 2007).

$$P_1(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{Kp}{1 + sT}, \quad (14)$$

$$P_m(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{Kp}{1 + sT}e^{-Ls}, \quad (15)$$

$$C_e(s) = \frac{C(s)}{1 + C(s)[P_1(s) - P_m(s)]} = \frac{K_1(1 + Ts)}{Ts + K_1K_p(1 - e^{-Ls})}. \quad (16)$$

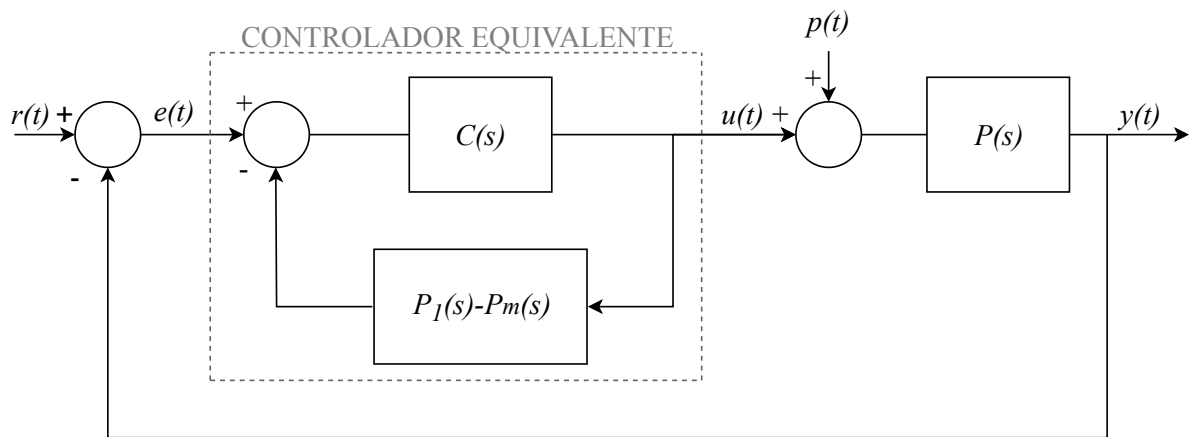


Figura 5 – Preditor de Smith representado na forma de um controlador equivalente. Fonte: Adaptado de (FLESCH et al., 2012).

Para calcular os parâmetros do controlador primário do PS, considera-se a equação característica do controlador equivalente em malha fechada (equivalente a equação (17)) com um atraso de transporte nulo, já que a própria malha de controle do PS irá eliminar tal efeito. Assim, chega-se na equação do ganho estático do controlador primário em função da constante de tempo do sistema em malha fechada, da constante

de tempo da planta e do ganho estático da planta, mostrado na equação (18) (NORMEY-RICO, 2007).

$$1 + C(s)P_1(s) = \frac{1 + K_1K_p}{T_s} = 1 + \frac{1}{T_0s}, \quad (17)$$

$$K_1 = \frac{T}{T_0K_p}. \quad (18)$$

Assim, o controlador primário faz o controle do sistema sem considerar o atraso de transporte e o PS ajuda o sistema em malha fechada a não sentir os efeitos de oscilação e sobressinal causados pelo atraso de transporte no sinal de saída. Entretanto, existem algumas limitações no uso do PS, dentre elas:

1. Se o controlador Primário for baseado apenas em $C(s)$ mostrado na equação (12), o sistema pode se tornar instável para erros de modelagem da planta.
2. Se o processo tiver um polo na origem, não é possível implementar a estrutura de controle da figura 4.
3. O PS não pode ser utilizado para plantas instáveis.
4. Se ocorrerem perturbações no sistema, não será possível definir arbitrariamente os seus efeitos no sinal de saída, então o que irá conter o impacto dos sinais de perturbação será o ajuste do controlador primário $C(s)$ (GIRALDO et al., 2016).

2.4 CONTROLADORES PID BASEADOS EM PREDIÇÃO

2.4.1 APROXIMAÇÃO AO PREDITOR DE SMITH

Os modelos de sistemas com atraso de transporte possuem um termo não racional devido à função do atraso de transporte como mostrado na equação (1). Essa função irracional impossibilita a implementação de controladores por modelos matemáticos racionais, como é o caso do PID. Para a implementação dos controladores para sistemas com atraso de transporte, existem alternativas de aproximar a função de atraso de transporte de um processo por outras representações matemáticas racionais que descrevem o fenômeno de forma muito similar para baixas frequências (OLIVEIRA, 2016).

Como uma alternativa para se conseguir efetuar o projeto de controladores baseados em predição, usa-se uma série de potência chamada de série de *Padé* mostrada na equação (19), para se aproximar a equação irracional do atraso de

transporte de uma função racional e assim possibilitar a realização do projeto do controlador PID usando técnicas convencionais (NORMEY-RICO, 2007).

$$P_{ad} = \frac{1 - 0,5Ls}{1 + 0,5Ls} \approx e^{-Ls}. \quad (19)$$

Neste sentido, uma das técnicas de ajuste de controladores racionais é o método de Aproximação por PID a partir do Preditor de Smith, que utiliza uma malha de controle equivalente ao Preditor de Smith para aproximar de um PID convencional. A Figura 5 apresenta o diagrama de blocos de um controlador equivalente ao Preditor de Smith, o qual poderá ser utilizado para aproximar por um PID convencional.

Tomando como base a equação (16), do controlador equivalente do PS, aproxima-se a equação (1) do atraso de transporte pela aproximação racional da equação (19), chegando-se na equação (20) do controlador equivalente do método de Aproximação ao PS. A equação (20) pode ser manipulada algebricamente para ter o mesmo formato que a equação (9), do PID com filtro na parcela derivativa, dessa forma, comparando-se as duas equações é possível obter o valor de $T_d = 0,5L$, o valor de $T_i = T$.

$$C(s) = \frac{K_1(1 + Ts)}{Ts + K_1K_p(1 - \frac{1 - 0,5Ls}{1 + 0,5Ls})} = \frac{K_1(1 + Ts)(1 + 0,5Ls)}{Ts(1 + \frac{0,5Ls}{1 + \frac{K_1K_pL}{T}})(1 + \frac{K_1K_pL}{T})}. \quad (20)$$

O valor do ganho proporcional do controlador e do filtro α , são obtidos pela comparação das equações (9) e (20) e pela substituição da equação (18) de K_1 nessas equações, chegando-se nas equações (21) e (22). Entretanto, essa aproximação da função exponencial de atraso por uma função racional apenas proporciona resultados eficientes caso o atraso de transporte do processo seja menor que a constante de tempo da planta do processo (NORMEY-RICO, 2007).

$$K_c = \frac{K_1}{1 + \frac{K_1K_pL}{T}} = \frac{\frac{T}{T_0K_p}}{1 + \frac{T}{T_0K_p} \frac{K_pL}{T}} = \frac{T}{K_p(T_0 + L)}, \quad (21)$$

$$\alpha = \frac{1}{1 + \frac{K_1K_pL}{T}} = \frac{1}{1 + \frac{T}{T_0K_p} \frac{K_pL}{T}} = \frac{1}{1 + \frac{L}{T_0}}. \quad (22)$$

Teoricamente, a constante de tempo em malha fechada T_0 pode ser ajustada arbitrariamente. Porém, o valor que essa variável poderá chegar para se obterem boas respostas de controle e estabilidade do sistema dependerá da eficiência do controlador

equivalente baseado no método de aproximação ao PS, devido o sistema real não se comportar exatamente como o controlador aproximado prevê (NORMEY-RICO, 2007).

2.4.2 PID COM CONTROLE DE MODELO INTERNO (IMC)

Outra forma para tratar o atraso de transporte de maneira simples é utilizando o ajuste do PID pelo método *IMC*, que liga o modelo do processo com a estrutura do controlador (BARROCAS, 2016). Da mesma forma que o método de ajuste PID de Aproximação do Preditor de Smith, o método *IMC* utiliza a série de *Padé* para aproximar a função do atraso de transporte por uma representação matemática racional.

Na Figura 6, observa-se o diagrama de blocos do sistema de controle pelo método *IMC*, na qual, P_{Ap} é uma aproximação do modelo real da planta com atraso e $y_r(t)$ é o sinal da diferença entre o sinal que sai da planta real e o sinal que sai da modelagem matemática da planta.

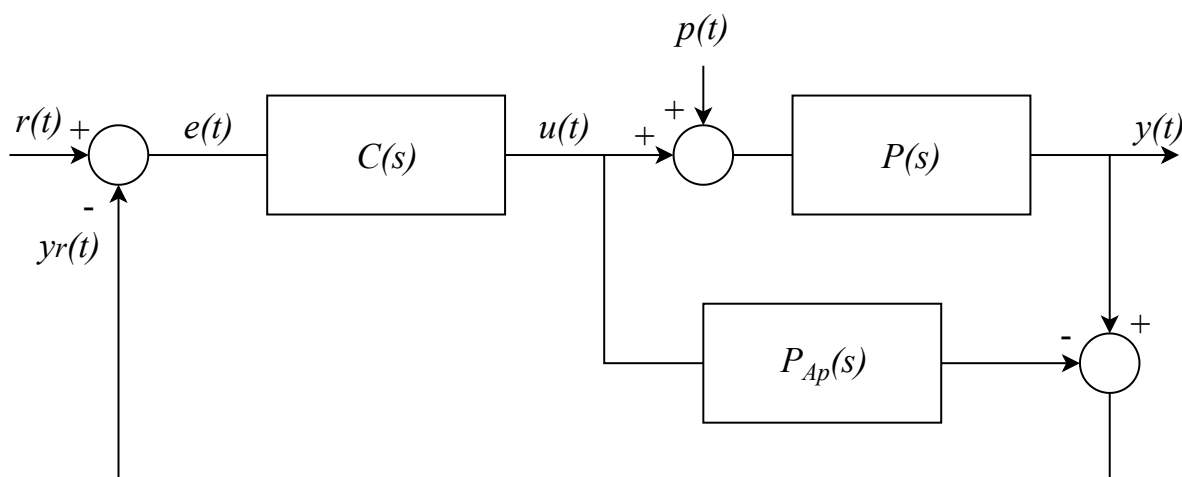


Figura 6 – Estrutura de controle IMC.

Fonte: Adaptado de (HOU et al., 2009).

O método *IMC* apresenta um controle de apenas uma variável de entrada para uma variável de saída. Esse método tem como único parâmetro de ajuste a largura de banda de malha fechada, diminuindo as oscilações do sinal de saída, que é determinado pelo ajuste da constante de tempo do processo. Para se aumentar a confiabilidade e a robustez da operação de controle, coloca-se um filtro passa baixa junto ao controlador primário para eliminar os possíveis sinais de alta frequência (RIVERA; MORARI; SKOGESTAD, 1986).

A ideia de projeto do controlador primário $C(s)$ é fazer uma aproximação do inverso de $P(s)$ como mostrado na equação (23). Juntamente a $C(s)$ colocar um filtro passa baixa $F(s)$ para acrescentar robustez, garantindo-se um padrão mínimo de

desempenho em malha fechada, desta forma o controlador por método de modelo interno $C_{IMC}(s)$ resulta na expressão apresentada na equação (24) (NORMEY-RICO, 2007).

$$C(s) = P_{Ap}^*(s) \cong P^{-1}(s), \quad (23)$$

$$C_{IMC} = \frac{F(s)P_{Ap}^*(s)}{1 - F(s)P_{Ap}^*(s)P_{Ap}(s)}. \quad (24)$$

As equações do filtro passa baixa $F(s)$ de P_{Ap} e $P_{Ap}^*(s)$ são mostradas nas equações (25), (26) e (27). Substituindo as equações (25), (26) e (27) na equação (24) obtém-se a equação (28). Comparando a equação (28) do controlador *IMC* com a equação (9) do controlador PID série com filtro na parcela derivativa, obtém-se os valores de $T_i = T$, de $T_d = 0,5L$ e dos valores do ganho estático do controlador e do ajuste alfa conforme as equações (29) e (30) (NORMEY-RICO, 2007).

$$F(s) = \frac{1}{1 + sT_f}, \quad (25)$$

$$P_{Ap}(s) = \frac{K_p}{1 + sT} \frac{1 - 0,5Ls}{1 + 0,5Ls}, \quad (26)$$

$$P_{Ap}^*(s) = \frac{1 + sT}{K_p}, \quad (27)$$

$$C_{IMC}(s) = \frac{T}{K_p(T_f + L)} \frac{1 + sT}{sT} \frac{1 + 0,5Ls}{1 + \frac{T_f}{T_f + L}0,5Ls}, \quad (28)$$

$$K_c = \frac{T}{K_p(T_f + L)}, \quad (29)$$

$$\alpha = \frac{T_f}{T_f + L}. \quad (30)$$

2.4.3 PID POR ALOCAÇÃO DE POLOS

Em casos em que se deseja acelerar a resposta de sistemas com atraso de transporte, pode-se usar o método PID por alocação de polos no sistema em malha fechada. Essa técnica é muito semelhante à *IMC*, entretanto tem uma melhor eficiência de resposta em alguns casos, por permitir projetar o controlador de tal forma que o sistema em malha fechada opere com polos alocados em lugares desejados. O formato

algébrico do controlador primário do método alocação de polos é o mesmo que o de um controlador PID série, como mostrado na equação (31) (NORMEY-RICO, 2007).

$$C_x = \frac{K_c(1 + Ts)}{Ts} \frac{1 - 0,5Ls}{1 + 0,5\alpha Ls}. \quad (31)$$

Equacionando o controlador equivalente do método de Alocação de Polos, obtém-se a equação (32). Cujos, $C_x(s)$ equivale a $C(s)$ da figura 6 e P_{Ap} equivale a P_{Ap} da figura 6 (NORMEY-RICO, 2007).

$$C_{Aloc} = \frac{C_x(s)P_{Ap}(s)}{1 + C_x(s)P_{Ap}(s)} = \frac{\frac{K_p K_c}{T} \frac{1 - 0,5Ls}{s(1 + \alpha 0,5Ls)}}{1 + \frac{K_p K_c}{T} \frac{1 - 0,5Ls}{s(1 + \alpha 0,5Ls)}} = \frac{1 - 0,5Ls}{\frac{\alpha LT}{2K_p K_c} s^2 + \left(\frac{T}{K_p K_c} - 0,5L\right)s + 1}. \quad (32)$$

Uma forma de se obterem teoricamente respostas mais rápidas e sem sobressinais é escolhendo os polos em malha fechada reais e iguais. Dados dois polos reais e iguais, representados por $-1/T_0$, a equação (32) pode ser representada pelo seu equivalente na equação (33). Comparando os termos da equação (32) com (33) obtém-se as expressões (34) e (35) (NORMEY-RICO, 2007).

$$C_{Aloc} = \frac{1 - 0,5Ls}{(T_0s + 1)^2} = \frac{1 - 0,5Ls}{T_0^2 s^2 + 2T_0s + 1}, \quad (33)$$

$$K_c = \frac{2T}{(L + 4T_0)K_p}, \quad (34)$$

$$\alpha = \frac{4T_0^2}{(L + 4T_0)L}. \quad (35)$$

Para uma melhor visualização da diferença entre os métodos de ajuste PID baseados em predição que mantém a estrutura de ganhos de um controlador PID convencional, na tabela 1 apresenta-se um resumo, para comparar as equações de obtenção dos ganhos dos controladores e da equação do filtro na parcela derivativa.

Tabela 1 – Resumo das equações dos ganhos dos métodos de controle PID baseados em Predição.

Fonte: Autoria própria.

Tipo de controlador	T_i	T_d	K_c	α
PID por Aproximação ao PS	T	$0,5L$	$\frac{T}{(L+T_0)K_p}$	$\frac{1}{1+\frac{L}{T_0}}$
PID por IMC	T	$0,5L$	$\frac{T}{(L+T_f)K_p}$	$\frac{T_f}{L+T_f}$
PID por Alocação de Polos	T	$0,5L$	$\frac{2T}{(L+4T_0)K_p}$	$\frac{4T_0^2}{(L+4T_0)L}$

2.4.4 PID COM DOIS GRAUS DE LIBERDADE

Quando se quer uma resposta do sinal de saída no ponto de operação com pequeno sobressinal para sistemas com atraso de transporte, pode-se optar pelo controlador de dois graus de liberdade. Esse controlador tem como característica o ajuste das respostas de seguimento de referência e rejeição às perturbações (TAGUCHI; ARAKI, 2000).

Os graus de liberdade de um sistema são definidos como o número de funções de transferência em malha fechada que podem ser ajustadas de forma independente, ou seja, podem se equacionar duas funções transferências distintas do sistema de controle em malha fechada, uma relacionando o sinal de saída $y(t)$ com o sinal de referência $r(t)$ e a outra relacionando o sinal de saída $y(t)$ com o sinal de perturbação $p(t)$ (HOROWITZ,). Esse método equivale a adicionar um filtro independente, ou colocar ganhos de ponderação nas parcelas proporcionais e derivativas do controlador PID (NORMEY-RICO e CAMACHO, 2008).

O diagrama de blocos que representa o controle com dois graus de liberdade com filtro na referência que será usado neste trabalho é mostrado na Figura 7. O controlador $C(s)$ da figura 7 atua como um controlador PID e seus ganhos podem ser calculados usando os métodos de controle já vistos, como por exemplo o de Aproximação ao PS, *IMC* e o de Alocação de Polos.

Dessa forma, uma vez estabelecidos os valores de T_i e T_d e demais variáveis do controlador primário pelos outros métodos, ficam como incógnitas do filtro $F(s)$ os valores das variáveis b e c , definido pela equação (36). Os valores de b e c variam entre

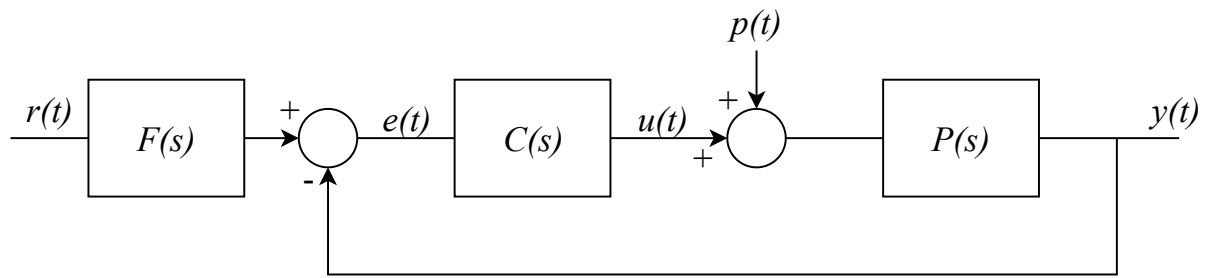


Figura 7 – Estrutura de controle PID com dois graus de liberdade.

Fonte: Adaptado de (ARAKI; TAGUCHI, 2003).

0 e 1 e podem ser ajustados empiricamente com o auxílio de um *software* de sistemas de controle, como por exemplo o MATLAB.

$$F(s) = \frac{1 + bT_i s + cT_i T_d s^2}{1 + T_i s + T_i T_d s^2}. \quad (36)$$

Nota-se que, quando $b = c = 1$ o filtro de referência teoricamente acaba por não aplicar nenhum efeito na malha de controle. Já, quando $c = 0$, a ação derivada atua apenas sobre a resposta de rejeição de perturbação, ou seja, ela não ameniza as oscilações e sobressinais causados pela parcela proporcional e integral do controlador primário, mas ameniza as oscilações e sobressinais causados por possíveis perturbações $p(t)$ (NORMEY-RICO, 2007).

Dessa forma, o filtro tem a função de diminuir a influencia dos sinais de origem de ruídos e de não linearidades presentes nos sistemas reais. Já o controlador primário baseado nos métodos de predição tem a função de prever o atraso de transporte e controlar o sistema com baixa oscilação e sobressinal.

3 SIMULAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DOS CONTROLADORES BASEADOS EM PREDIÇÃO EM UMA BANCADA DE PROCESSOS FLUÍDICOS

Nesta seção serão apresentados: o ensaio em malha aberta do sistema de processos fluídicos utilizado nesse trabalho; os resultados dos cálculos dos parâmetros dos controladores estudados; a comparação em *Simulink* dos sinais de saída das simulações dos controladores com o modelo matemático obtido da bancada de processos fluídicos com o atraso de transporte emulado em *software*; a comparação entre os sinais de controle e de saída obtidos dos ensaios em malha fechada na bancada didática de processos fluídicos com os controladores simulados em MATLAB e os obtidos das simulações dos controladores com o modelo matemático.

3.1 ENSAIO EM MALHA ABERTA DA BANCADA DIDÁTICA DE PROCESSOS FLUÍDICOS

O processo utilizado para realização dos ensaios para a obtenção das respostas em malha fechada dos diferentes controladores estudados foi uma bancada didática de processos fluídicos, ou seja, uma planta de primeira ordem. Usando uma placa de aquisição de dados da *NI (National Instruments)* semelhante a da figura 8, foi possível efetuar a comunicação de dados entre os controladores no MATLAB e o sistema fluídico.



Figura 8 – Placa de aquisição de dados da *National Instruments*.
Fonte: Adaptado de (DIRECT INDUSTRY, 2019).

O sistema fluídico funciona da seguinte forma: deve-se fornecer para a sua entrada uma tensão elétrica CC (corrente contínua) na faixa de 0 até 5V (volts), ou seja, há uma limitação da ação dos controladores em 5V. Essa tensão produz uma corrente que aciona uma bomba hidráulica que proporciona a vazão de água de um reservatório para outro, deste modo, irá ser realizada essa transição de água entre os recipientes

até que os dois reservatórios do sistema atinjam o ponto de equilíbrio respectivo ao nível de tensão ajustado.

O cabo *USB* que conecta o computador com a placa de aquisição de dados funciona como um caminho de entrada e saída de dados, assim, o próprio computador fornece uma tensão entre 0 até 5V, que será fornecida conforme o sistema de controle em malha fechada simulado em MATLAB. A figura 9 mostra a bancada didática interligada com a placa de aquisição de dados e com o computador, cujos *R1* e *R2* são os reservatórios do sistema fluídico, *S* é o sensor ultrassônico e *R* é o registro que gera as perturbações ao sistema.

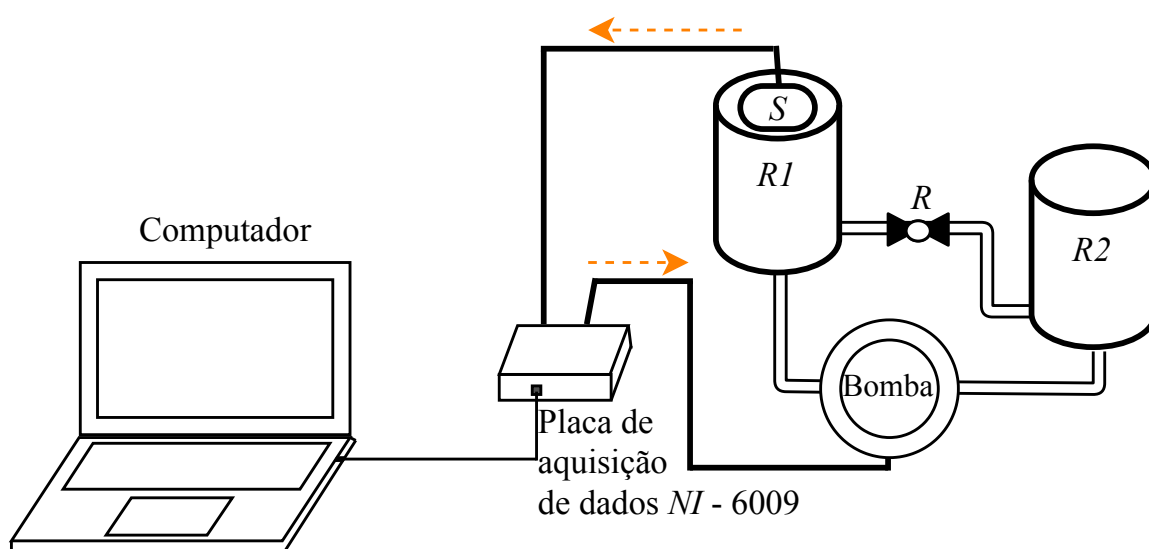


Figura 9 – Esquema do sistema fluídico interligado com a placa de aquisição de dados e computador.

Fonte: Autoria própria.

O cabo *USB* recebe os sinais medidos no sensor ultrassônico que está acoplado ao reservatório *R1*, obtidos por meio da aquisição de dados da placa *NI-6009*. O reservatório *R1* se encontra em um lugar mais alto que o reservatório *R2*, dessa forma, quando a bomba está desligada, a água que está presente em *R1* vai toda para *R2*, devido a energia potencial gravitacional acumulada pela água que está presente em *R1*.

Por meio de ferramentas pertencentes ao MATLAB é possível armazenar e plotar os pontos obtidos na aquisição de dados do sinal analógico do sensor. Assim, fazendo um ensaio em malha aberta, obtém-se a equação característica que representa a dinâmica aproximada da bancada fluídica.

Para realizar esse ensaio escolheu-se dar um *offset* de 3V para que o sistema fluídico operasse em uma região mais linear, em razão do reservatório *R1* possuir um

tampão próximo a sua extremidade inferior, como mostra a figura 10, que causa uma grande não linearidade nessa região. A entrada degrau escolhida foi de $0,3V$, já que, uma menor faixa de valores de uma função não linear se assemelha mais a um sistema linear do que grandes faixas de valores.



Figura 10 – Foto do reservatório *R1* da bancada didática de processos fluídicos da marca Festo.

Fonte: Autoria própria.

A partir das definições do parágrafo anterior, fazendo uso do *software* MATLAB e da placa de aquisição de dados, foi realizado um ensaio em malha aberta do sistema fluídico e obtido o sinal de saída do sistema como mostra a figura 11. Os valores da constante de tempo do sistema T e do ganho estático do sistema K_p obtidos por meio de ferramentas pertencentes ao MATLAB foram de 60,25 segundos e 1,391. Deste modo, o modelo matemático da bancada fluídica em Laplace é definido pela equação (37).

$$P(s) = \frac{1,391}{1 + 60,25s}. \quad (37)$$

Para demonstrar a fidelidade do modelo matemático, comparou-se, na figura 11, o sinal de saída em malha aberta simulado com a saída do sistema real. A partir dessa figura, comprova-se que a bancada didática de processos fluídicos tem comportamento semelhante a um sistema de controle de primeira ordem ideal. Assim, é possível obter bons resultados de controle utilizando as técnicas de controle baseadas em predição

para projetar e simular os controladores para a planta adquirida do processo com o atraso de transporte emulado em MATLAB.

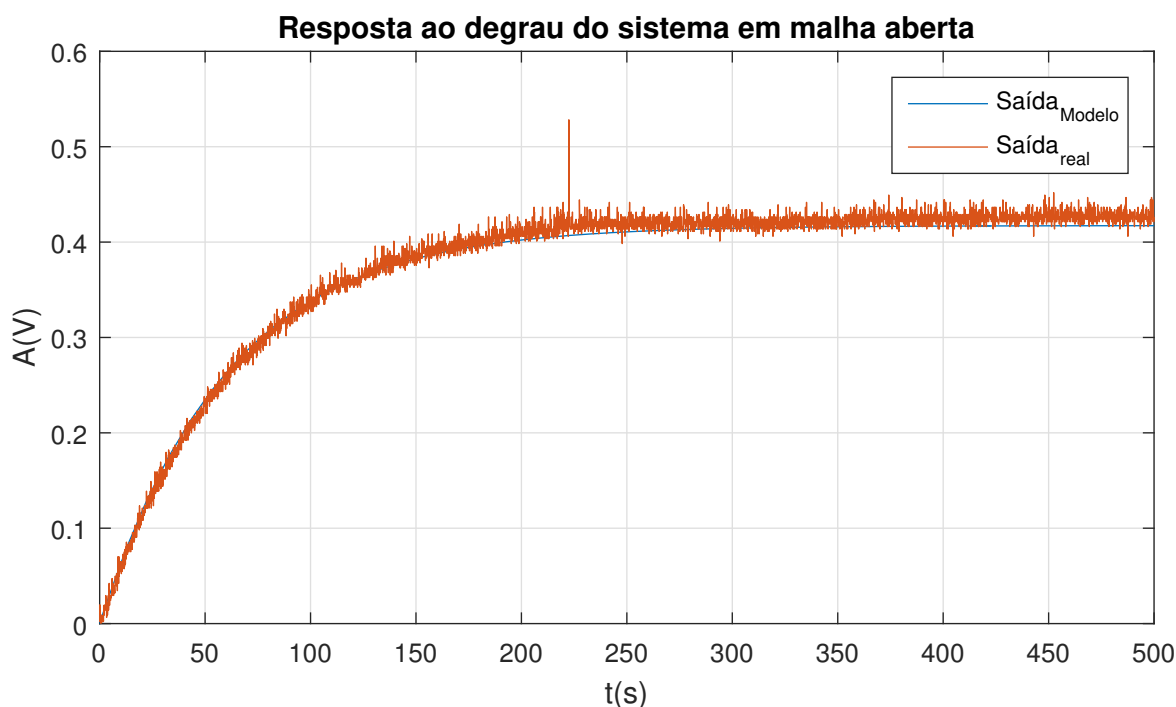


Figura 11 – Resposta ao degrau do sistema simulado e real em malha aberta.
 Fonte: Autoria própria.

3.2 SIMULAÇÃO E ENSAIO DO SISTEMA SEM ATRASO DE TRANSPORTE

Para comprovar o efeito do atraso de transporte nas malhas de controle, será simulado e implementado o controlador PI (Proporcional, Integral) sem atraso de transporte e posteriormente na próxima seção deste trabalho será simulado e implementado o controlador PI com atraso de transporte, para poder visualizar o efeito de tal fenômeno na malha de controle.

Para uma planta de primeira ordem, o controlador PI deveria ser suficiente para controlar uma planta linear e sem perturbações, para que o sistema tenha erro nulo em regime permanente e não tenha sobressinais. A equação (38) representa a estrutura desse controlador em Laplace.

$$C(s) = K_c \left[1 + \frac{1}{T_i s} \right]. \quad (38)$$

As simulações e ensaios realizados neste trabalho foram padronizados para a comparação das diferentes técnicas de controle, cuja a entrada do sistema é do tipo degrau de 0,3V em 0 segundos, um degrau negativo de 0,15V em 200 segundos e um

ponto de operação de 3V. Entretanto, os sinais vindos da aquisição de dados foram plotados retirando o ponto de operação.

Os controladores estudados nesse trabalho foram simulados em MATLAB para a implementação na bancada fluídica, por meio de discretizações das funções de transferência em Laplace das malhas de controle. As discretizações foram feitas usando a ferramenta *c2d* do MATLAB, que faz de forma direta as discretizações quando fornecidos a função de transferência da malha de controle em Laplace e o período de amostragem usado para a discretização.

Já, os sinais provenientes das simulações foram retirados das malhas de controle do modelo matemático da bancada fluídica, simuladas em *Simulink*. Dessa forma, comparou-se os sinais simulados em *Simulink* a partir do modelo matemático e os sinais dos ensaios nas quais os controladores foram simulados em MATLAB.

Para a simulação do sistema com controlador PI, primeiramente ajustou-se a constante de tempo integral do controlador T_i como sendo igual a constante de tempo do modelo matemático da bancada, $T_i = T = 60,25$, cancelando o efeito do polo da planta. O ganho estático do controlador K_c foi ajustado empiricamente em MATLAB, encontrando-se um valor de $K_c = 3$, de tal forma que o sinal de saída fosse mais rápido e não gerasse saturação da ação de controle.

A figura 12 mostra o sinal de saída do modelo matemático simulado em comparação ao sinal de saída do sistema real usando o controlador PI sem atraso de transporte em ambos. Visualizou-se um comportamento muito semelhante entre os sinais de saída da simulação e do ensaio, houve baixíssimo sobressinal, de apenas 1,7% no sinal de saída real, que pode ser justificado pelas não linearidades presentes na bancada fluídica. Assim, comprova-se que o controlador PI é suficiente para controlar adequadamente um sistema aproximadamente linear de primeira ordem sem atraso de transporte.

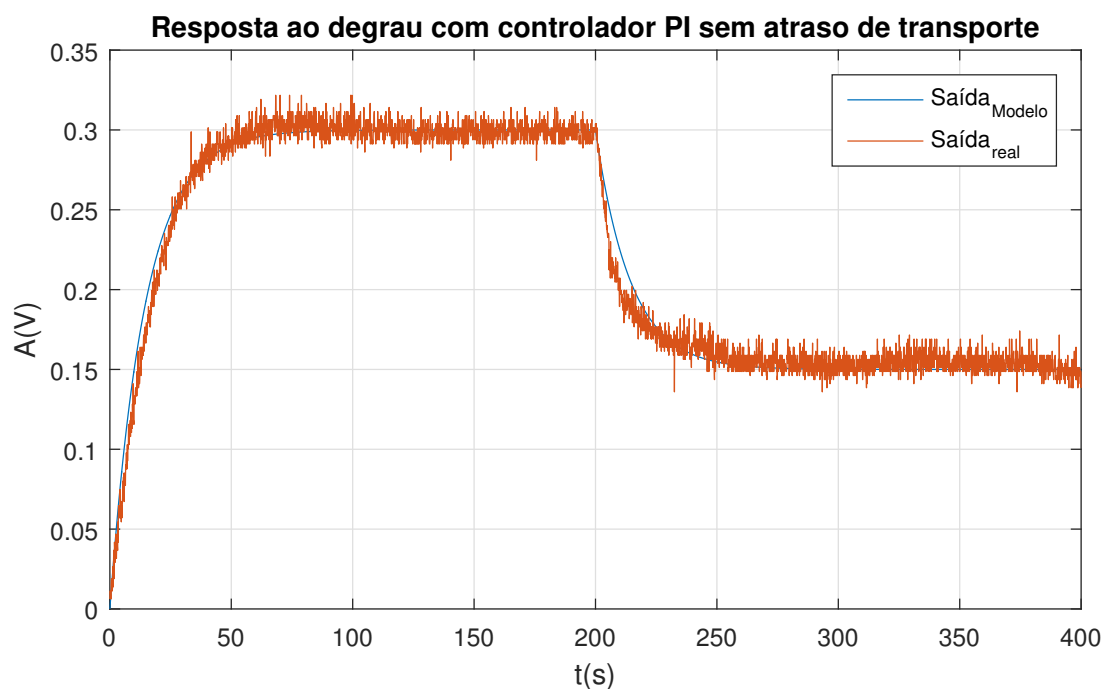


Figura 12 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PI sem atraso de transporte.

Fonte: Autoria própria.

3.3 SIMULAÇÃO E ENSAIO DOS CONTROLADORES COM ATRASO DE TRANSPORTE DE 5 SEGUNDOS

3.3.1 SIMULAÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO COM OS CONTROLADORES, EM *SIMULINK*

O atraso de transporte pertencente ao sistema fluídico utilizado para os ensaios é insignificante, devido a isso foi emulado em MATLAB e em *Simulink* dois tempos de atraso de transporte de 5 e 10 segundos. Esses atrasos de transporte foram emulados por meio de defasamento do sinal de saída em relação a entrada no código em MATLAB para a implementação no sistema fluídico e por meio de um bloco que representa o atraso de transporte em *Simulink* para a simulação do modelo matemático.

Para resumir os valores dos parâmetros usados para cada tipo de controlador para o sistema com tempo de atraso de transporte de 5 segundos utilizado nesse trabalho, foi feita a tabela 2. O detalhamento dos cálculos que foram aplicados para encontrar esses parâmetros estão presentes em cada subseção que irá abordar os ensaios realizados com cada método de controle na bancada fluídica.

Os valores desses parâmetros foram obtidos com a ajuda das simulações em *Simulink*. Assim, após a realização de todas as simulações, obtém-se a tabela 2 e

também é possível fazer uma análise comparativa entre as simulações com cada tipo de controlador utilizado.

Tabela 2 – Resumo dos valores das variáveis dos controladores para o tempo de atraso de transporte de 5 segundos.

Fonte: Autoria própria.

Método	T_i	T_d	Ganho estático	α
PI	60,25	-	3	-
PID	60,25	2,5	5	-
PID com filtro α	60,25	2,5	4	0,5
Aproximação ao PS	60,25	2,5	4	0,538
IMC	60,25	2,5	4	0,536
Alocação de Polos	60,25	2,5	4,125	0,609
PS	60,25	-	9	-

Com o intuito de comparar os efeitos dos controladores baseados em predição na malha de controle, juntou-se os controladores para o tempo de atraso de transporte de 5 segundos em uma única simulação em *Simulink*, para a obtenção dos sinais de saída, como visto na figura 13 e na figura 14 (que representa a figura 13 ampliada), para uma melhor visualização dos sinais de saída.

Considerando que as simulações são ideais, sem perturbações e sem não linearidades, as saturações dos controladores são de $2V$ e $-3V$, devido a referência do sistema ser o nível de tensão de $3V$ e a entrada do sistema fluídico só aceitar sinais entre 0 e $5V$, para o modelo matemático da bancada fluídica com tempo de atraso de transporte de 5 segundos, nota-se que:

a) O controlador PI acaba tornando a resposta do sistema em malha fechada mais lenta se comparado com os demais métodos de controle, ou gera sobressinal elevado.

b) O controlador PID consegue acelerar um pouco a resposta do sistema se comparado com o ajuste do controlador PI com menor ganho, sem ocasionar oscilações e sobressinal, o que o torna mais eficiente.

c) Os métodos PID com filtro alfa na parcela derivativa, PID por Aproximação ao PS e PID por *IMC* tiveram respostas bem similares, aumentando a velocidade de resposta do sistema se comparado com o controlador PID convencional, sem causar sobressinal.

d) O método de alocação de Polos apresentou um aumento na velocidade de resposta se comparado com os métodos anteriores sem apresentar sobressinal.

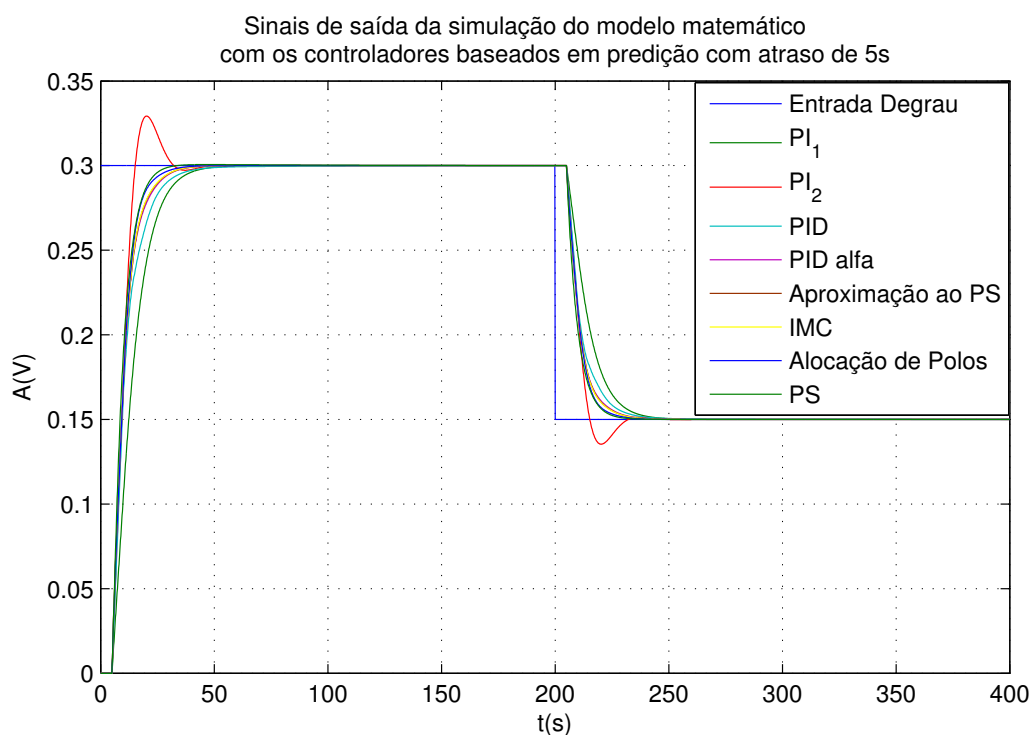


Figura 13 – Sinais de saída da simulação do modelo matemático com os controladores baseados em previsão com atraso de 5s.
Fonte: Autoria própria.

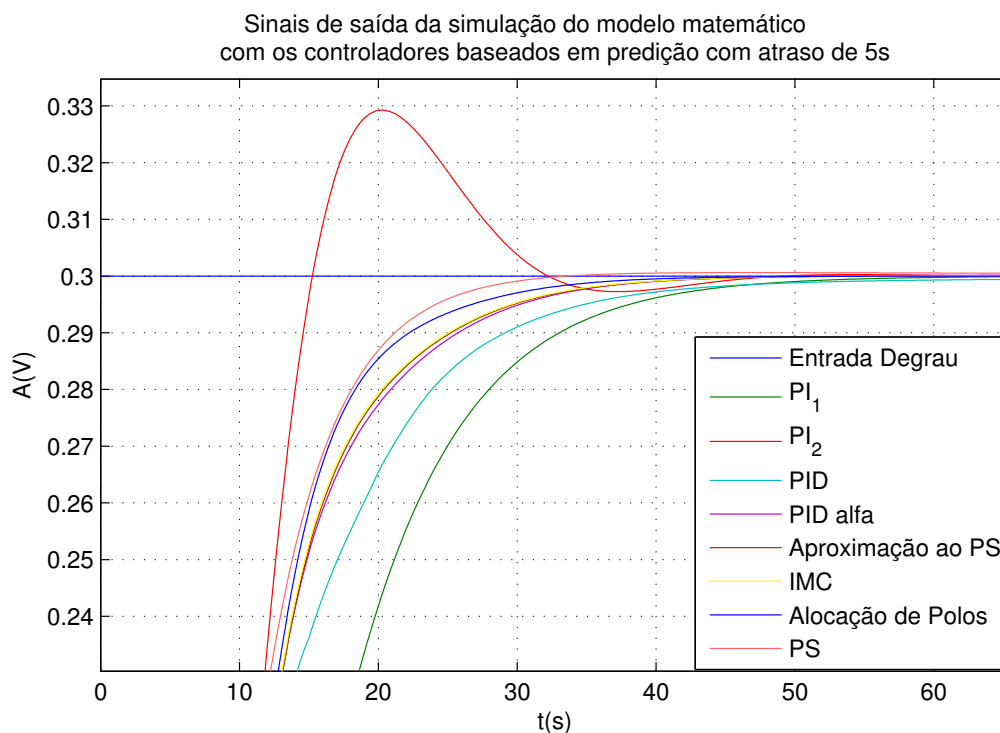


Figura 14 – Sinais de saída da simulação do modelo matemático com os controladores baseados em previsão com atraso de 5s.
Fonte: Autoria própria.

e) O controlador PID com PS teve o sinal de saída com maior velocidade de resposta de todos os métodos simulados que não ocasionassem sobressinal.

3.3.2 SIMULAÇÃO E ENSAIO DO CONTROLADOR PI

Como visto na seção anterior, define-se $T_i = T = 60, 25$. Neste caso manteve-se o ganho estático do controlador $K_c = 3$, igual ao controlador PI para o sistema sem atraso de transporte, para poder visualizar o efeito desse fenômeno na malha de controle. A comparação dos sinais de controle e dos sinais de saída do controlador PI com o tempo de atraso de transporte de 5 segundos, entre o modelo matemático simulado e sistema real por meio do ensaio na bancada fluídica, podem ser vistos nas figuras 15 e 16.

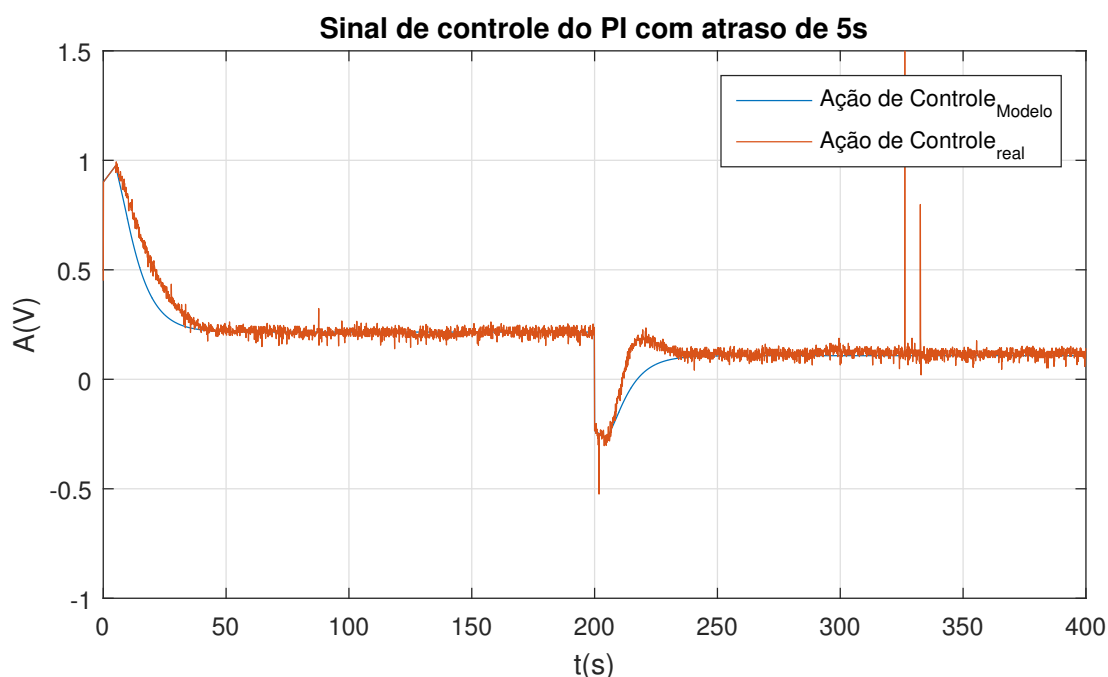


Figura 15 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PI com atraso de transporte de 5s.

Fonte: Autoria própria.

Como visto na figura 16 o controlador PI controlou o sistema com baixo sobressinal, zerando o erro em regime permanente e com um tempo de subida baixo se comparado com o sistema sem controle em malha aberta.

Como o modelo matemático da planta não é exatamente fiel ao comportamento do sistema real e as não linearidades estão presentes no sistema real, quando se aplica o atraso de transporte na malha de controle, a diferença entre os resultados reais e de simulação ficam mais evidentes, uma vez que o atraso de transporte também é uma

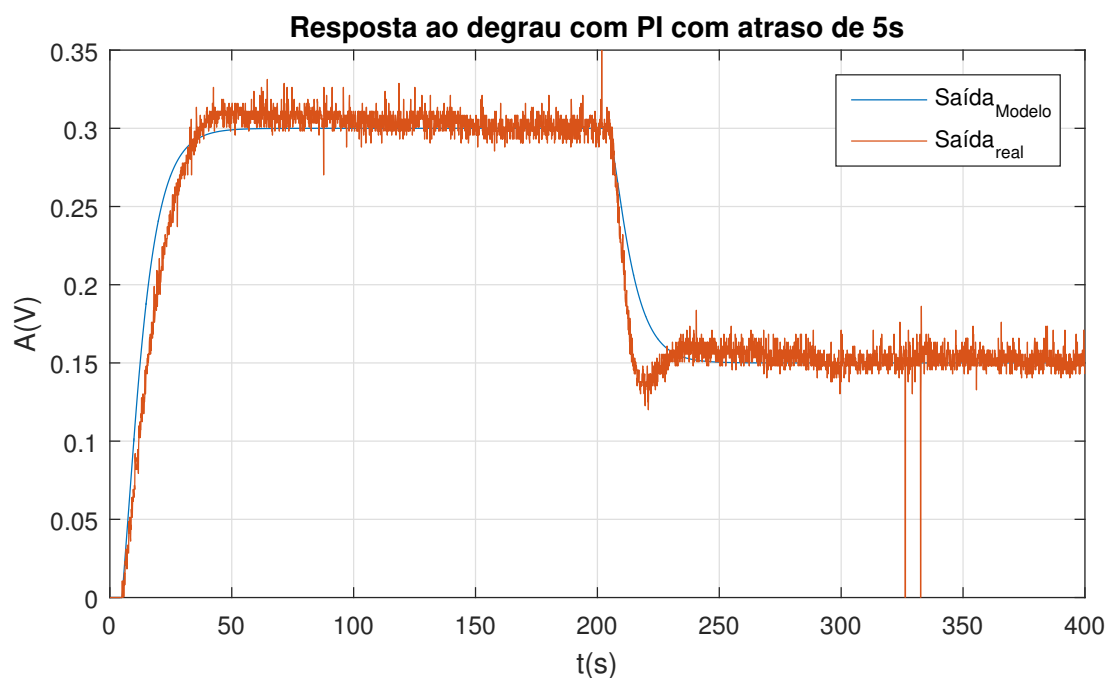


Figura 16 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PI com atraso de transporte de 5s.

Fonte: Autoria própria.

função não linear. Dessa forma, na presença de tal fenômeno, o sinal de saída dos sistemas é distorcido com maior impacto diante das não linearidades, como mostra a figura 16. O efeito dessa distorção entre os sinais de saída real e simulado será visto nas demais figuras deste trabalho e deverá ser mais significativo para as imagens de ensaios e simulações para o tempo de atraso de transporte de 10 segundos.

Em uma situação hipotética que necessitaria aumentar a velocidade de resposta do sistema, a alternativa com um controlador PI é de aumentar o ganho estático K_c . Foi escolhido um ganho de $K_c = 5$ mantendo $T_i = T = 60,25$ para verificar o comportamento simulado e real, dos sinais de controle e de saída, mostrados nas figuras 17 e 18.

A figura 18 mostra que a resposta do sistema foi mais rápida, no entanto, houve sobressinal elevado se comparado com o controlador PI com $K_c = 3$, ou seja, para sistema com atraso de transporte, um pequeno aumento no ganho estático do sistema pode gerar sobressinais e oscilações no sinal de saída e em alguns casos levar o sistema em malha fechada para a instabilidade.

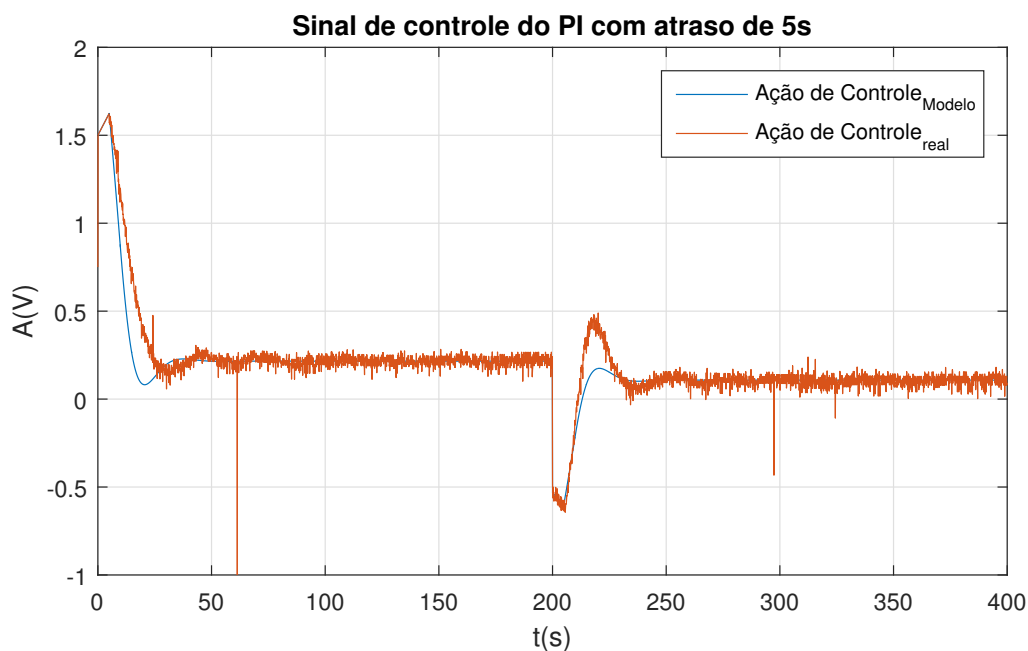


Figura 17 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PI com atraso de transporte de 5s, aumentando o ganho proporcional do controlador.

Fonte: Autoria própria.



Figura 18 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PI com atraso de transporte de 5s, aumentando o ganho proporcional do controlador.

Fonte: Autoria própria.

3.3.3 SIMULAÇÃO E ENSAIO DO CONTROLADOR PID CONVENCIONAL

Existe mais do que uma forma de representação de um controlador PID. Contudo, para a representação de um controlador PID convencional, foi utilizada a forma paralela como mostra a figura 19, por ser mais fácil de ajustar os ganhos do PID nas simulações.

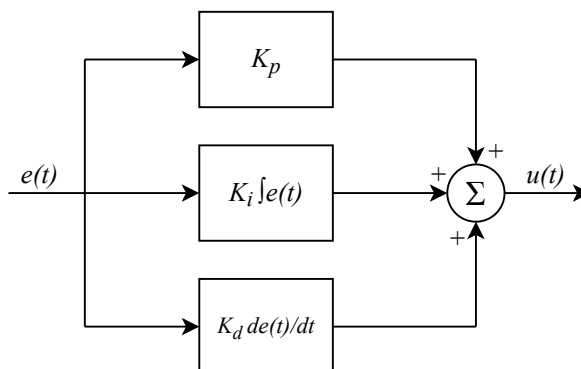


Figura 19 – Diagrama de blocos do PID paralelo.
Fonte: Adaptado de (PINTO, 2014).

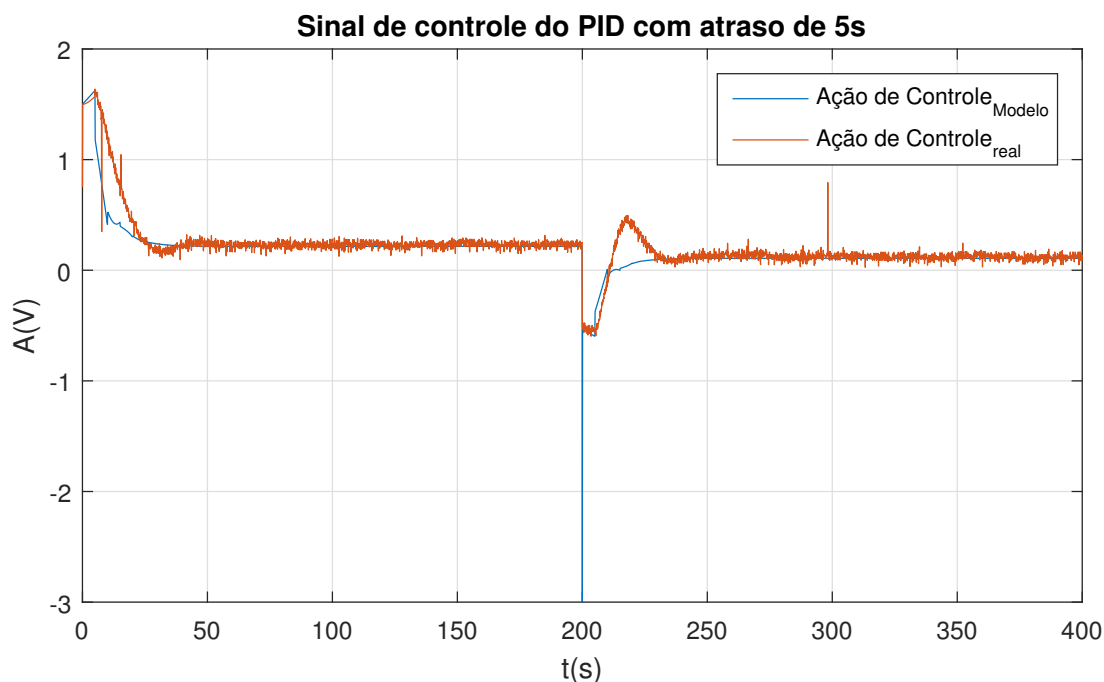


Figura 20 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID com atraso de transporte de 5s.
Fonte: Autoria própria.

Para o controlador PID convencional, definem-se os mesmos valores do ajuste do controlador PI anterior, $K_c = 5$ e $T_i = T = 60, 25$ para efeito de comparação, a partir

da simulação em *Simulink* ajusta-se empiricamente a constante de tempo derivativa, obtendo $T_d = 2,5$. Os sinais de controle e de saída da simulação do modelo matemático e do sistema real, do controlador PID com tempo de atraso de transporte de 5 segundos são vistos nas figuras 20 e 21.

A simulação apresentou um pico de ação de controle negativa após o degrau negativo em 200 segundos, como visto na figura 20, em virtude da resposta de controle derivativa instantânea para uma entrada degrau negativa tender negativamente para o infinito, porém esse efeito não se consolida no caso real por ser um efeito instantâneo que apenas aconteceria se o sistema real fosse perfeitamente linear e de primeira ordem.

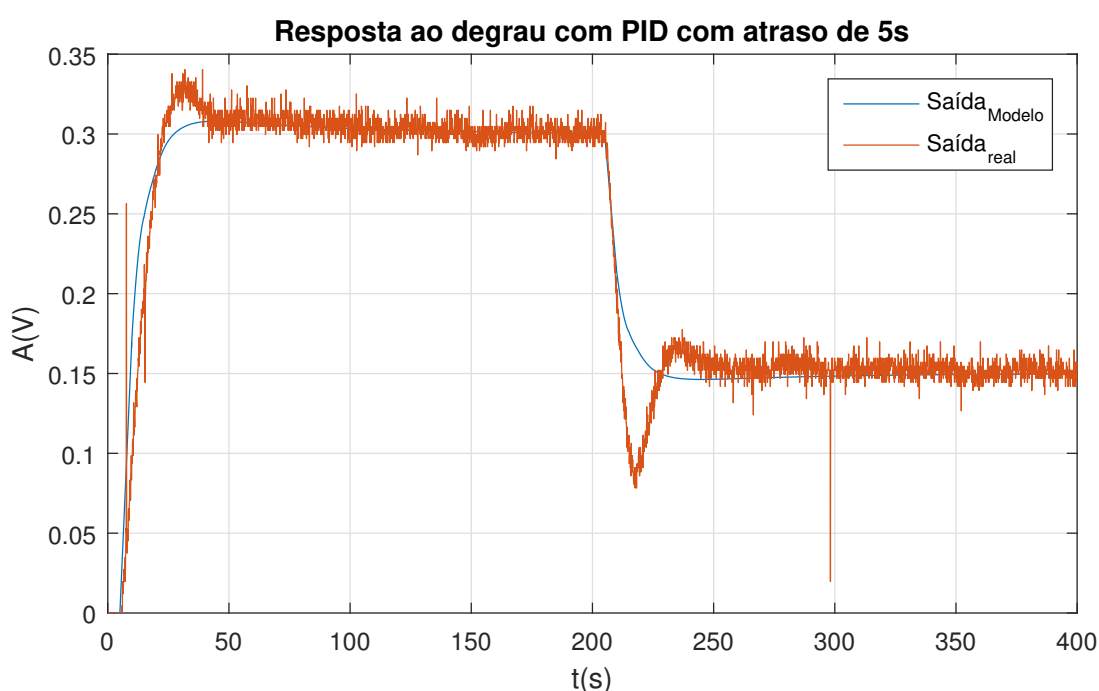


Figura 21 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID com atraso de transporte de 5s.

Fonte: Autoria própria.

Como visto na figura 21, na prática o controlador PID não apresentou uma boa resposta. O sinal de saída do sistema real com esse controlador ficou muito semelhante ao do controlador PI.

3.3.4 SIMULAÇÃO E ENSAIO DO CONTROLADOR PID COM FILTRO NA PARCELA DERIVATIVA

Para o controlador PID com filtro na parcela derivativa, utilizam-se os ganhos usados na simulação do PID convencional, todavia, adiciona-se um filtro com valor entre

0 e 1 na parcela derivativa, que é definido empiricamente por meio das simulações. O valor do filtro escolhido que apresentou um menor tempo de assentamento combinado com uma menor ultrapassagem foi de $\alpha = 0,5$ para os valores de $K_c = 5$, $T_i = T = 60,25$ e $T_d = 2,5$, igualmente usados no PID convencional.

Os sinais de controle e de saída da simulação do modelo matemático e do sistema real, com controlador PID com filtro na parcela derivativa com tempo de atraso de transporte de 5 segundos estão presentes nas figuras 22 e 23.

Com a adição do filtro na parcela derivativa, houve uma baixa velocidade de resposta do sistema real, porém houve um baixo sobressinal do sinal de saída, se comparado com os métodos anteriores. Dessa forma, a predição oriunda da ação de controle da parcela derivativa do controlador PID demonstra ser muito importante para amenizar os impactos do ganho estático diante do atraso de transporte e dar uma melhor controlabilidade ao sistema em malha fechada.

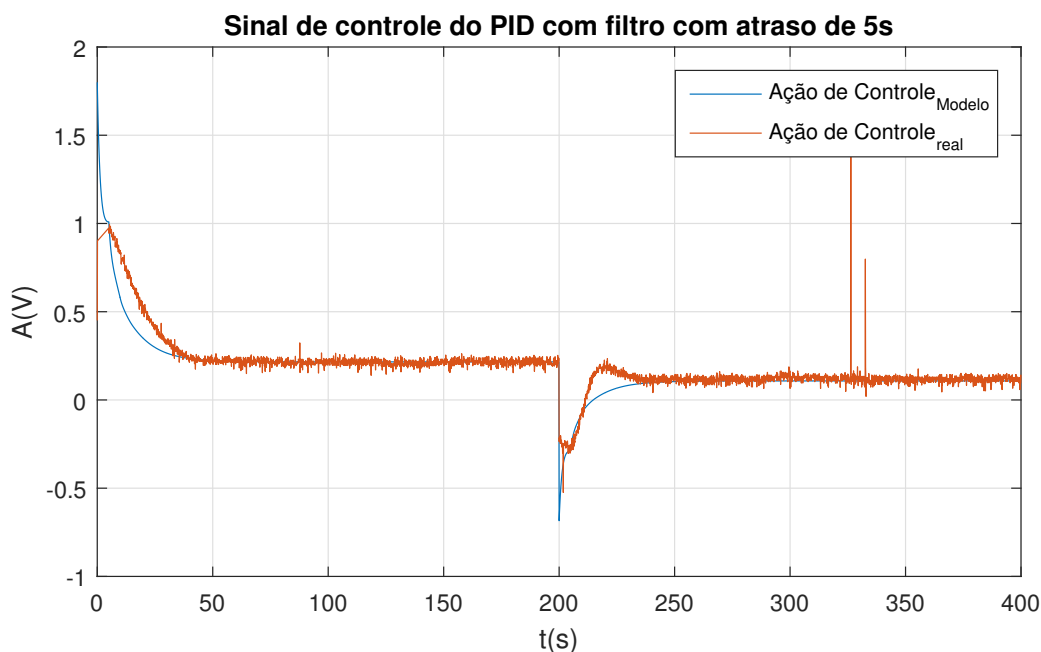


Figura 22 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID com filtro na parcela derivativa com atraso de transporte de 5s.

Fonte: Autoria própria.

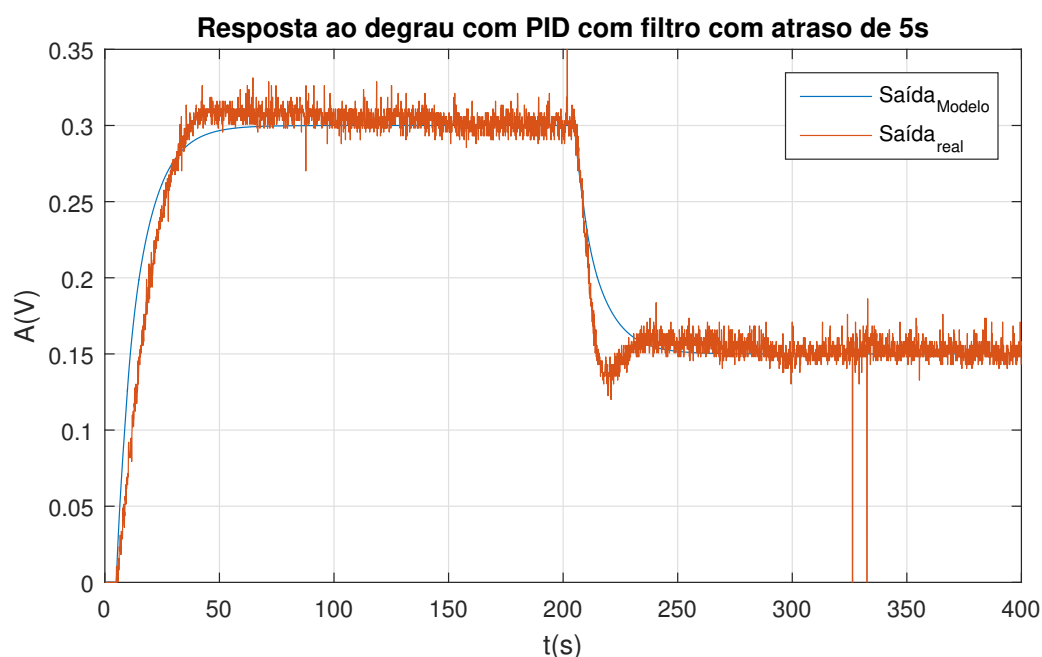


Figura 23 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID com filtro na parcela derivativa com atraso de transporte de 5s.

Fonte: Autoria própria.

3.3.5 SIMULAÇÃO E ENSAIO DO CONTROLADOR PID POR APROXIMAÇÃO AO PS

Para o controlador PID por Aproximação ao PS define-se $T_i = T = 60,25$ e $T_d = 2,5$, utilizam-se as as equações (21) e (22), para o cálculo do ganho estático e do filtro α . A partir da escolha de um $T_0 = 5,83$ por meio das simulações em *Simulink*, o valor do ganho estático e do filtro calculados foram de $K_c = 4$ e $\alpha = 0,538$. Os sinais de controle e de saída da simulação do modelo matemático e do sistema real, com controlador PID por Aproximação ao PS com tempo de atraso de transporte de 5 segundos, podem ser vistos nas figuras 24 e 25.

Comparando o sinal de saída do PID por Aproximação ao PS com o do PID com filtro na parcela derivativa, existe uma semelhança de resposta por ambos terem o mesmo formato de controlador. Entretanto, o PID por Aproximação ao PS teve uma velocidade de resposta minimamente maior, mas um sobressinal um pouco maior.

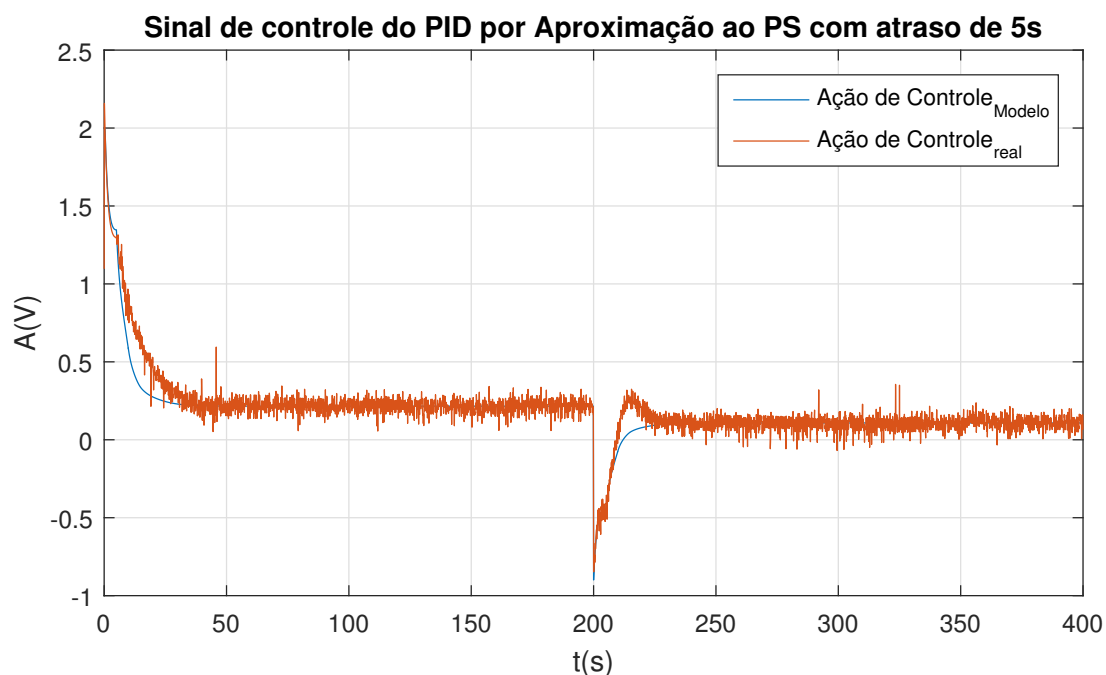


Figura 24 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID por Aproximação ao PS com atraso de transporte de 5s.

Fonte: Autoria própria.

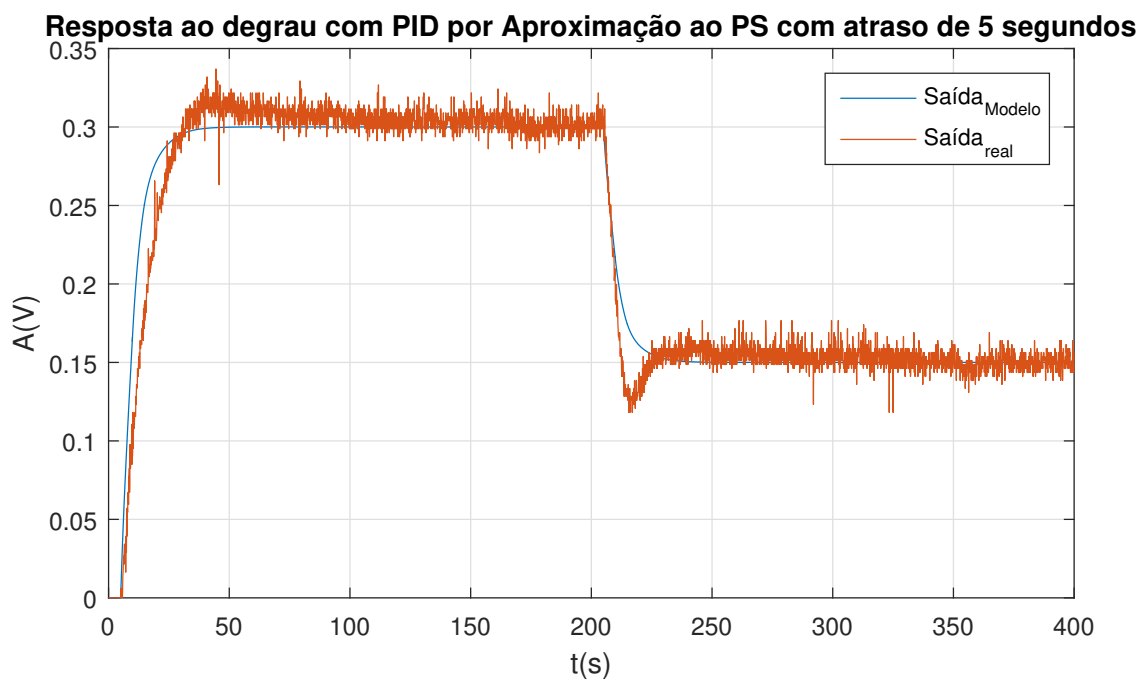


Figura 25 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID por Aproximação ao PS com atraso de transporte de 5s.

Fonte: Autoria própria.

3.3.6 SIMULAÇÃO E ENSAIO DO CONTROLADOR PID POR *IMC*

Para o controlador PID por *IMC* define-se $T_i = T = 60,25$ e $T_d = 2,5$, utiliza-se as equações (29) e (30), para o cálculo do ganho estático e do filtro. A partir da escolha de um $T_f = 5,78$ por meio das simulações em *Simulink*, o valor do filtro na parcela derivativa e do ganho estático calculados foram de $\alpha = 0,536$ e $K_c = 4$.

Os sinais de controle e de saída da simulação do modelo matemático e do sistema real, com controlador PID por *IMC* com um atraso de transporte de 5 segundos podem ser vistos nas figuras 26 e 27. O sinal de saída do sistema real do PID por *IMC* visto na figura 27, ficou muito semelhante ao sinal de saída do PID por Aproximação ao PS, devido a ambos terem a mesma estrutura de controle, pelo valor do ganho estático ser idêntico e devido ao valor do filtro ser quase o mesmo para ambos os métodos.

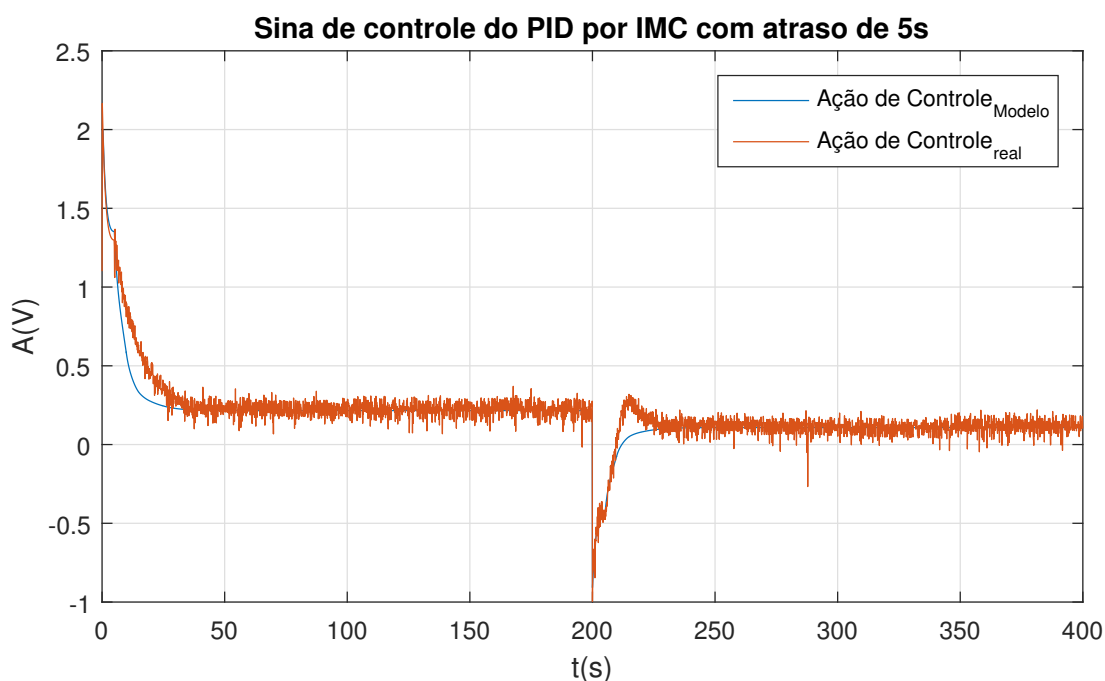


Figura 26 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID por *IMC* com atraso de transporte de 5s.

Fonte: Autoria própria.

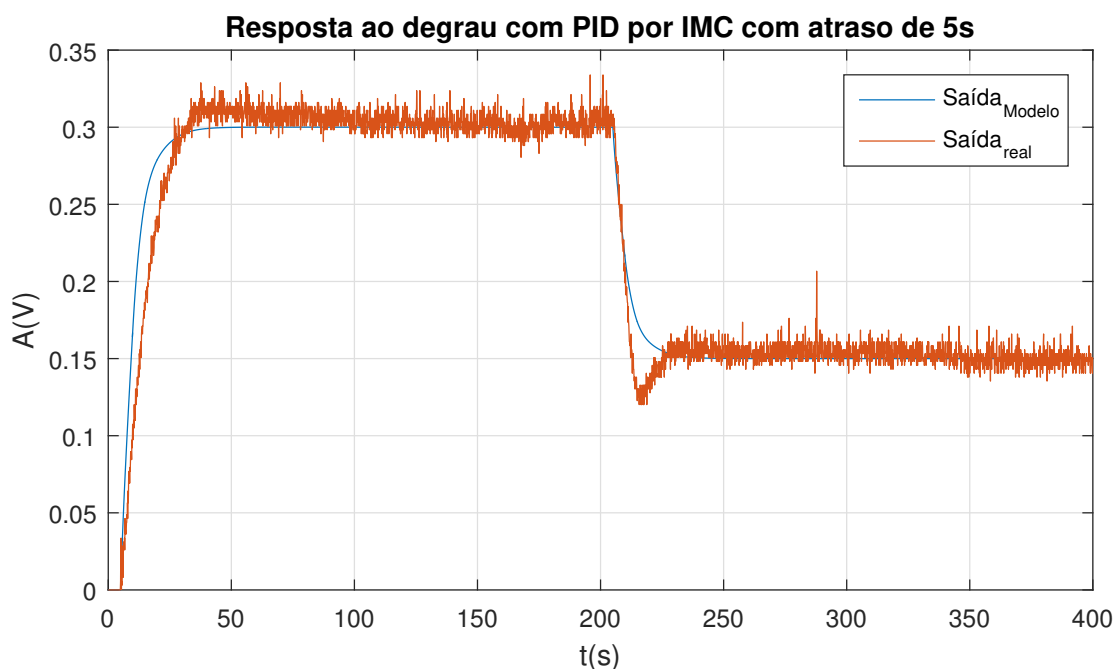


Figura 27 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID por *IMC* com atraso de transporte de 5s.

Fonte: Autoria própria.

3.3.7 SIMULAÇÃO E ENSAIO DO CONTROLADOR PID POR ALOCAÇÃO DE POLOS

Para o controlador PID por Alocação de Polos define-se $T_i = T = 60,25$ e $T_d = 2,5$, utilizam-se as equações (34) e (35) para os cálculos do ganho estático e do filtro α . A partir da escolha dos polos em malha fechada reais e iguais $-1/T_0 = -0,25$, fazendo o uso das simulações em *Simulink*, encontra-se o valor de $T_0 = 4$ e consequentemente obtém-se pelos cálculos os valores do ganho estático e do filtro de $K_c = 4,125$ e $\alpha = 0,609$.

Os sinais de controle e de saída da simulação do modelo matemático e do sistema real, com controlador PID por Alocação de Polos com tempo de atraso de transporte de 5 segundos estão presentes nas figuras 28 e 29. O sinal de saída do sistema real do PID por Alocação de Polos ficou semelhante aos sinais de saída do PID por *IMC* e do PID por Aproximação ao PS, devido a terem a mesma estrutura de controle e o valor do ganho estático e do filtro serem parecidos.

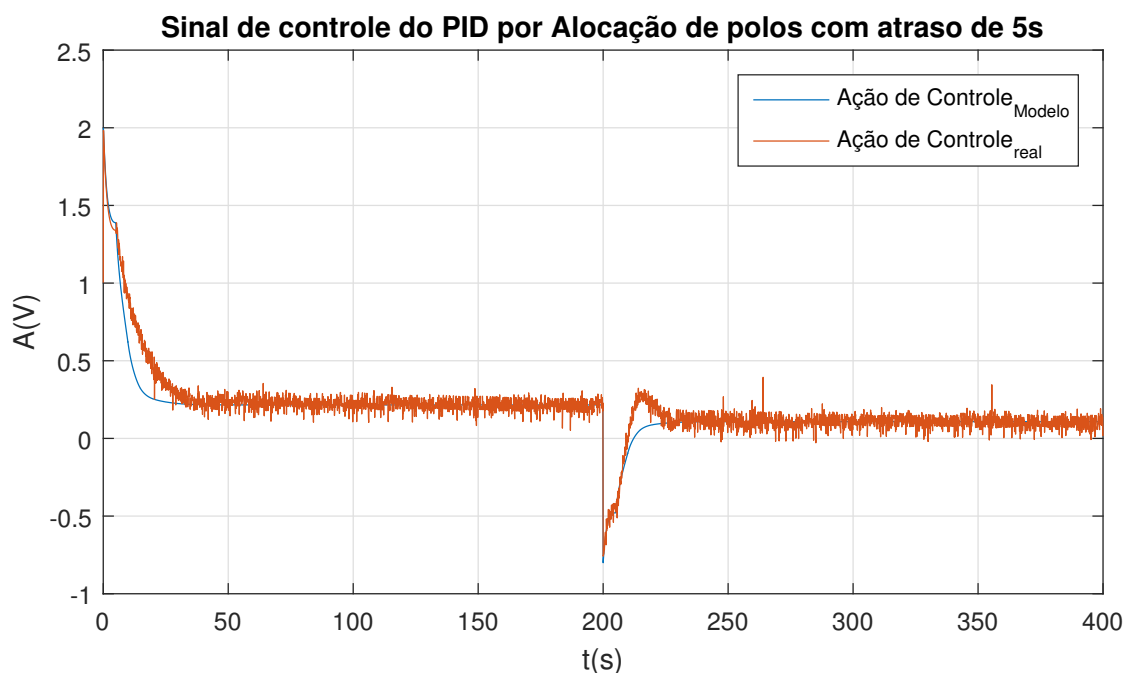


Figura 28 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID por Alocação de Polos com atraso de transporte de 5s.

Fonte: Autoria própria.

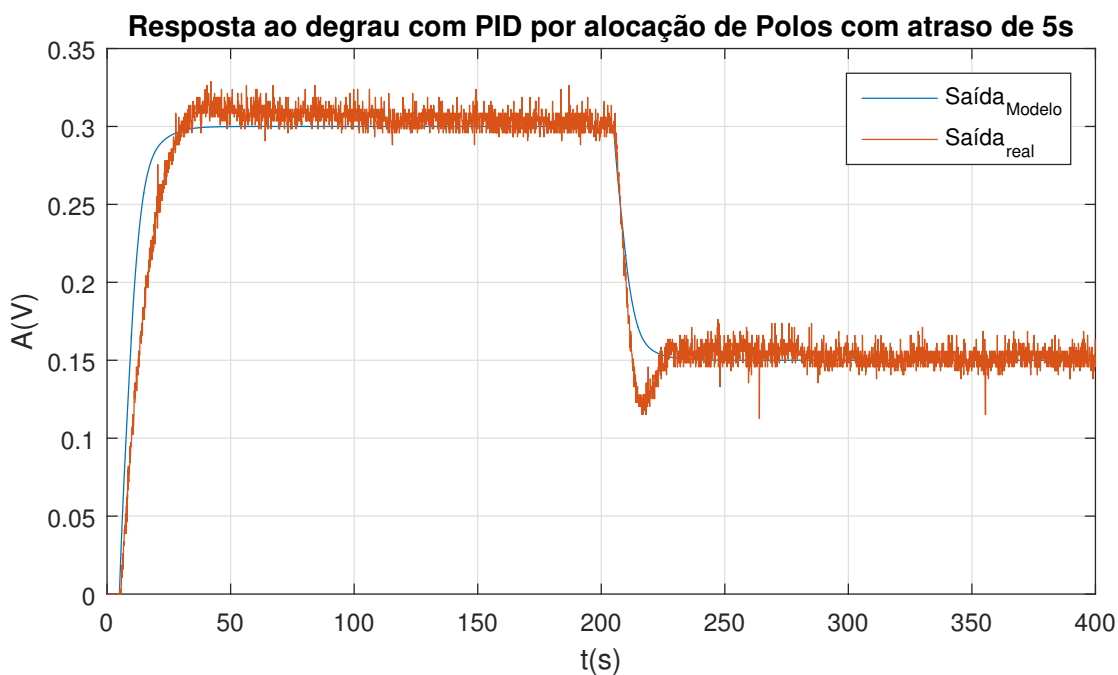


Figura 29 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID por Alocação de Polos com atraso de transporte de 5s.

Fonte: Autoria própria.

3.3.8 SIMULAÇÃO E ENSAIO DO CONTROLADOR PID COM PS

Para o controlador PID com PS foi definido $T_i = T = 60,25$, utilizando a equação (18) para o cálculo do ganho estático do controlador primário. A partir da escolha do polo em malha fechada $-1/T_0 = -0,208$, fazendo o uso das simulações em *Simulink*, encontra-se o valor de $T_0 = 4,808$ e conseqüentemente obtém-se pelos cálculos o valor do ganho estático do controlador primário $K_1 = 9$.

Os sinais de controle e de saída da simulação do modelo matemático e do sistema real, com controlador PID com PS com tempo de atraso de transporte de 5 segundos, estão presentes nas figuras 30 e 31. O sinal de saída do sistema real do PID com PS mostrou-se um pouco mais rápido que os sinais de saída dos controladores PID baseados na estrutura de controle com filtro na parcela derivativa. O sobressinal de saída do PID com PS foi semelhante a esses controladores.

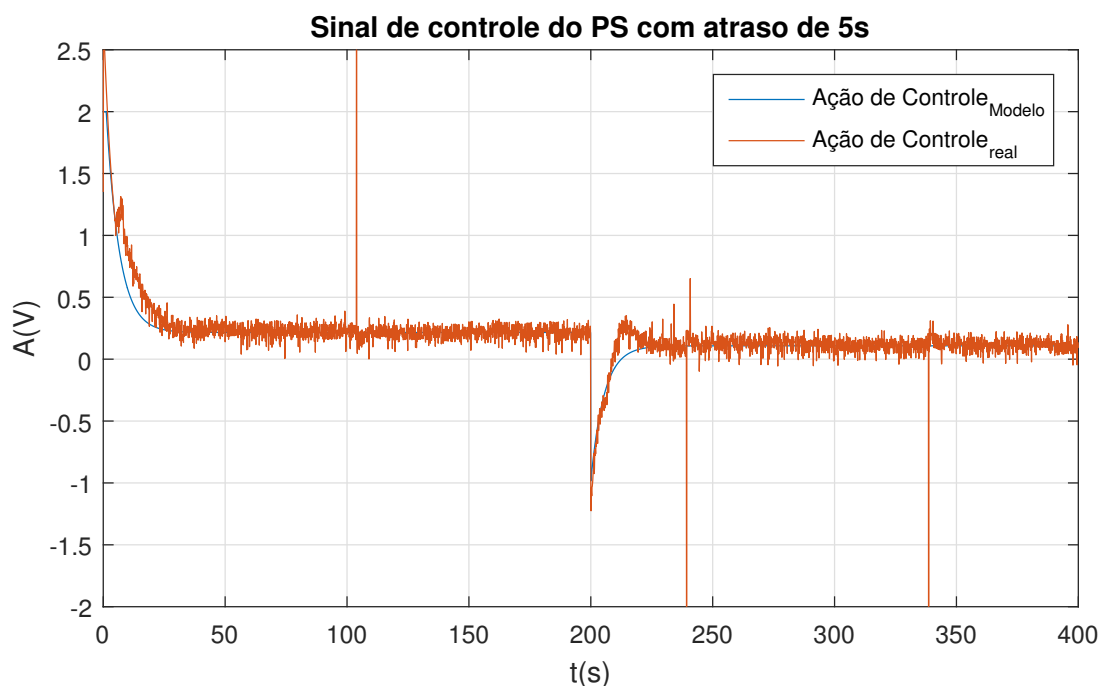


Figura 30 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID com PS com atraso de transporte de 5s.

Fonte: Autoria própria.

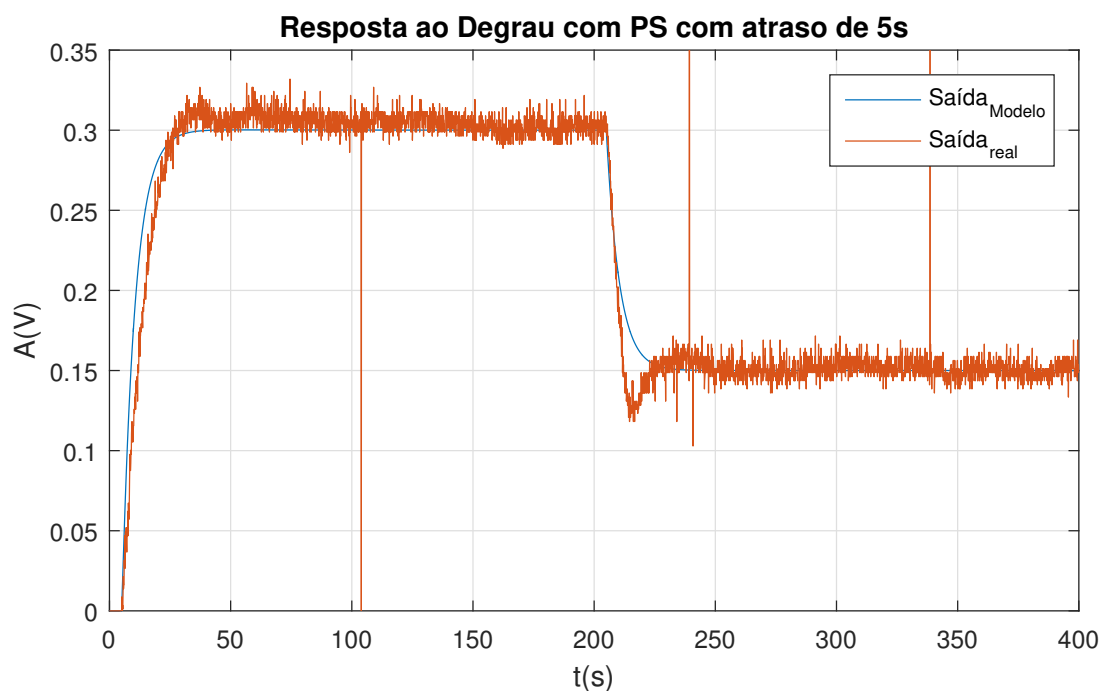


Figura 31 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID com PS com atraso de transporte de 5s.

Fonte: Autoria própria.

3.3.9 RESULTADO DOS ENSAIOS PARA TEMPO DE ATRASO DE TRANSPORTE DE 5 SEGUNDOS

Com o intuito de se obter uma comparação mais mensurável entre os controladores, a partir do comportamento médio dos sinais de saídas dos ensaios com os controladores, verifica-se quais são os tempos de subida aproximados t_{sub} e as ultrapassagens percentuais aproximadas $U_t(\%)$ de cada sinal de saída, para os controlador ajustados para o tempo de atraso de transporte de 5 segundos, como visto na tabela 3.

A tabela 3 mostra que os controladores PID e PID com filtro α não apresentaram melhoras em relação aos controladores PI com os ganhos de estáticos de $K_c = 5$ e $K_c = 3$. O método de controle PID por Aproximação ao PS teve uma resposta razoável, com tempo de subida de 32 segundos e ultrapassagem de 7%.

O PID por *IMC* teve a terceira melhor resposta com tempo de subida de 32 segundos e ultrapassagem de 5,4%. O segundo melhor resultado obtido foi o do controlador PID por Alocação de Polos, com tempo de subida de 30 segundos e com ultrapassagem de 5%. E finalmente, o melhor resultado foi obtido pelo PID com PS, com um tempo de subida de 26 segundos e om ultrapassagem de 5%

Tabela 3 – Resumo dos tempos de subida e ultrapassagem percentual dos ensaios dos controladores para o tempo de atraso de transporte de 5 segundos.

Fonte: Autoria própria.

Método	$t_{sub}(s)$	$U_t(\%)$
PI	37	4
PI ₂	22	10,0
PID	22,5	10,0
PID com filtro α	37	4
Aproximação ao PS	32	7
IMC	32	5,4
Alocação de Polos	30	5
PS	26	5

3.4 SIMULAÇÃO E ENSAIO DOS CONTROLADORES COM ATRASO DE TRANSPORTE DE 10 SEGUNDOS

3.4.1 SIMULAÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO COM OS CONTROLADORES, EM *SIMULINK*

Para resumir os valores das parâmetros usados para cada tipo de controlador para o sistema com tempo de atraso de transporte de 10 segundos utilizado nesse trabalho, foram feitos os quadros 4 e 5. O detalhamento dos cálculos que foram aplicados para encontrar esses parâmetros estão presentes em cada subseção que irá abordar os ensaios realizados com cada método de controle na bancada fluídica.

Os valores desses parâmetros foram obtidos com a ajuda das simulações em *Simulink*. Assim, após a realização de todas as simulações, obtém-se as tabelas 4 e 5, e também é possível fazer uma análise comparativa entre as simulações com cada tipo de controlador utilizado.

Tabela 4 – Resumo dos valores das variáveis dos controladores para tempo de atraso de transporte de 10 segundos.

Fonte: Autoria própria.

Tipo de controlador	T_i	T_d	Ganho estático	α
PI	60,25	-	1,5	-
PID	60,25	5	3	-
PID com filtro alfa	60,25	5	2,5	0,5
Aproximação ao PS	60,25	5	2,8	0,353
IMC	60,25	5	2,55	0,333
Alocação de Polos	60,25	5	2,888	0,424
PS	60,25	-	10	-

Tabela 5 – Resumo dos valores das variáveis do filtro 2DOF na referência do sistema para tempo de atraso de transporte de 10 segundos.

Fonte: Autoria própria.

Tipo de controlador	b	c
Aproximação ao PS 2DOF	0,92	0,1
IMC 2DOF	0,97	0,2
Alocação de Polos 2DOF	0,96	0,5

Comparando as simulações dos controladores PID baseados em predição sem e com o filtro no sinal de referência, observa-se que para os ajustes efetuados, houve uma diminuição da velocidade de resposta dos controladores, entretanto, gerou respostas com menores sobressinais e oscilações, como observado na figura 32.

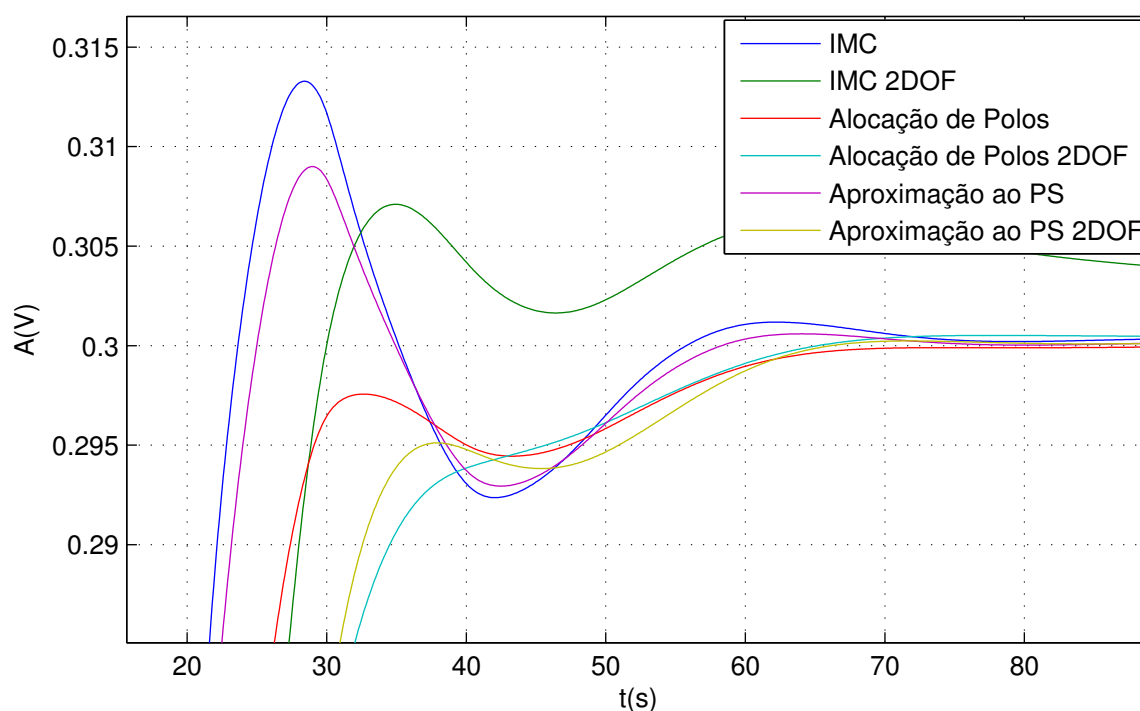


Figura 32 – Sinais de saída da simulação do modelo matemático com os controladores baseados em predição com 2DOF com atraso de 10s.

Fonte: Autoria própria.

Com o intuito de comparar os efeitos dos controladores baseados em predição na malha de controle, realiza-se a simulação em MATLAB do modelo matemático da bancada fluídica com esses controladores para um tempo de atraso de transporte de 10 segundos, para a obtenção dos sinais de saída, como visto na figura 33 e na figura

34 (que representa a figura 33 ampliada), para uma melhor visualização dos sinais de saída.

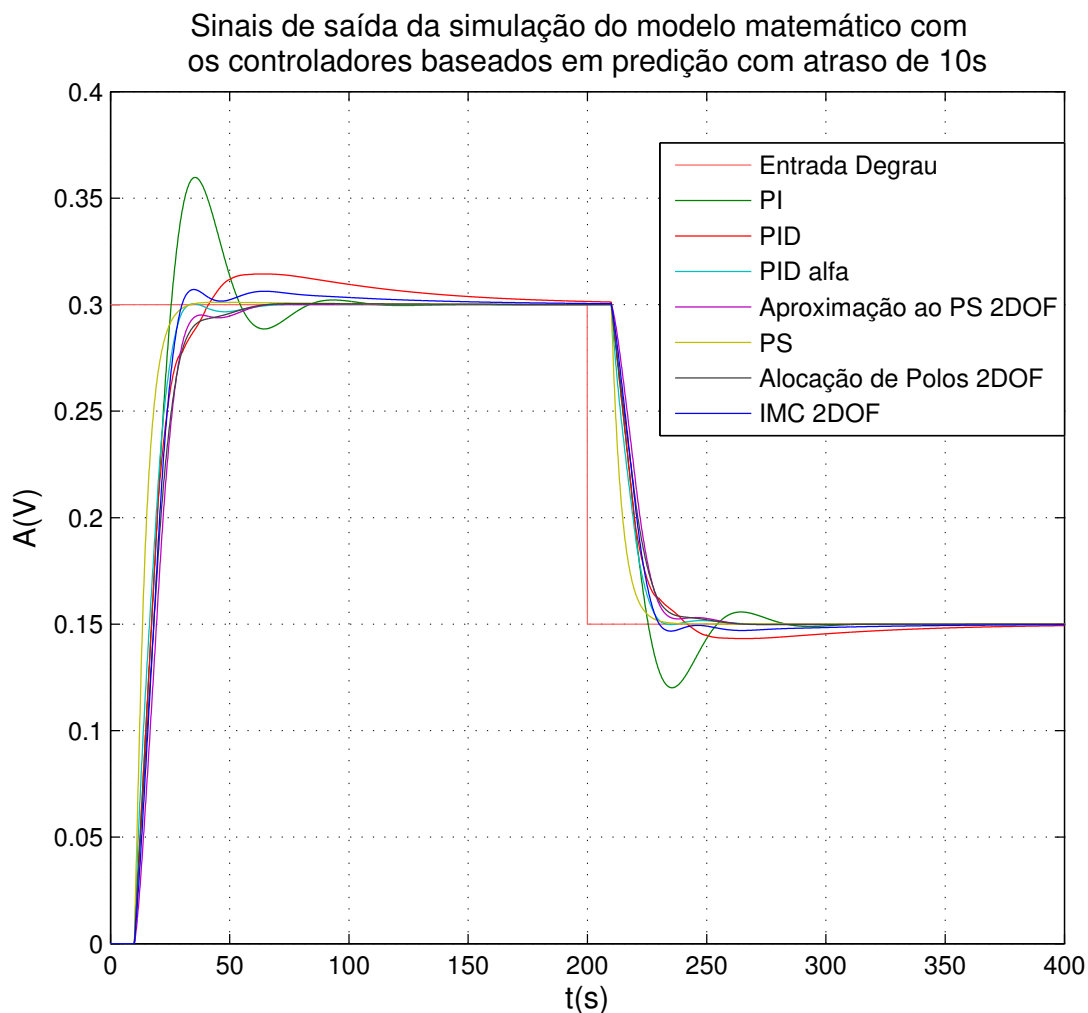


Figura 33 – Sinais de saída da simulação do modelo matemático com os controladores baseados em predição com atraso de 10s.

Fonte: Autoria própria.

Considerando que, as simulações são ideais, sem perturbações e sem não linearidades, a faixa de atuação da ação de controle sem a saturações dos controladores é de $-3V$ até $2V$, devido ao ponto de operação ser uma tensão de $3V$ e a entrada do sistema fluídica só aceitar sinais entre 0 e $5V$, para o modelo matemático da bancada fluídica com tempo de atraso de transporte de 10 segundos, nota-se que:

- a) O controlador PI acaba gerando um sinal de saída com sobressinal elevado para pequenos ganhos estáticos.

b) O controlador PID consegue diminuir o sobressinal comparado ao controlador PI, entretanto, não consegue ao mesmo tempo eliminar o sobressinal e manter uma boa velocidade de resposta como percebido no caso com tempo de atraso de transporte de 5 segundos, em virtude do tempo de atraso de transporte de 10 segundos ter relevância em relação a dinâmica do sistema e a constante de tempo derivativa não conseguir mais prever os sinais de controle futuros com boa aproximação.

c) Para o sistema com PID com filtro alfa na parcela derivativa, conseguiu-se obter uma resposta mais rápida que o PID convencional, além de não apresentar sobressinal, apenas uma pequena oscilação logo após o tempo de subida do sinal de saída.

d) O PID por Aproximação ao PS *2DOF* e o Alocação de Polos *2DOF* tiveram respostas bem similares, comparados ao controlador PID com filtro alfa na parcela derivativa obtiveram menor oscilação até entrar em regime, entretanto, as suas velocidades de resposta foram mais lentas.

e) O método de PID por *IMC 2DOF* foi ajustado para obter uma velocidade de resposta um pouco mais rápida que o método PID com filtro alfa na parcela derivativa, no entanto, para conseguir esse efeito, esse método de controle acaba gerando sobressinal e demorando para zerar o erro.

f) O controlador PID com PS teve o sinal de saída com maior velocidade de resposta de todos os métodos de controle simulados, gerando um sobressinal ínfimo devido a uma pequena saturação do controlador no início da ação de controle vista na figura 53. Caso não existisse saturação da ação de controle, idealmente poderia se colocar o ganho do controlador tendendo a infinito que o sinal de saída do sistema iria se tornar cada vez mais rápido e não geraria sobressinal na simulação.

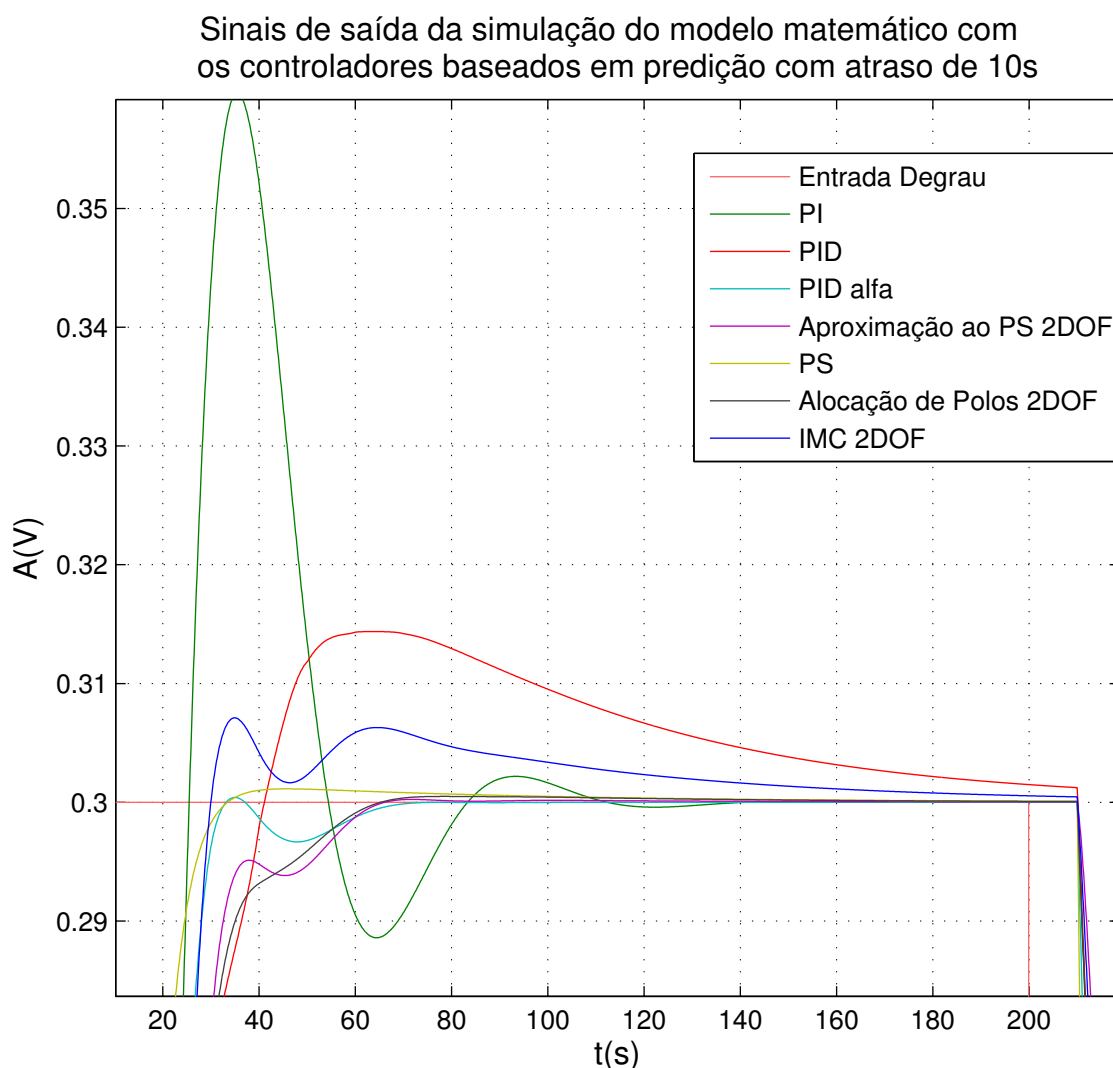


Figura 34 – Sinais de saída da simulação do modelo matemático com os controladores baseados em previsão com atraso de 10s.

Fonte: Autoria própria.

3.4.2 SIMULAÇÃO E ENSAIO DO CONTROLADOR PI

Para o controlador PI define-se $T_i = T = 60, 25$. Fazendo o uso das simulações em *Simulink*, estipulou-se o ganho estático do controlador como sendo $K_c = 1, 5$, já que para valores maiores a resposta do sistema começava a ficar muito oscilante, demorando para zerar o erro em estado estacionário ou levando o sistema para a instabilidade. Os sinais de controle e de saída da simulação do modelo matemático e do sistema real, com controlador PI com o tempo de atraso de transporte de 10 segundos, estão presentes nas figuras 35 e 36.

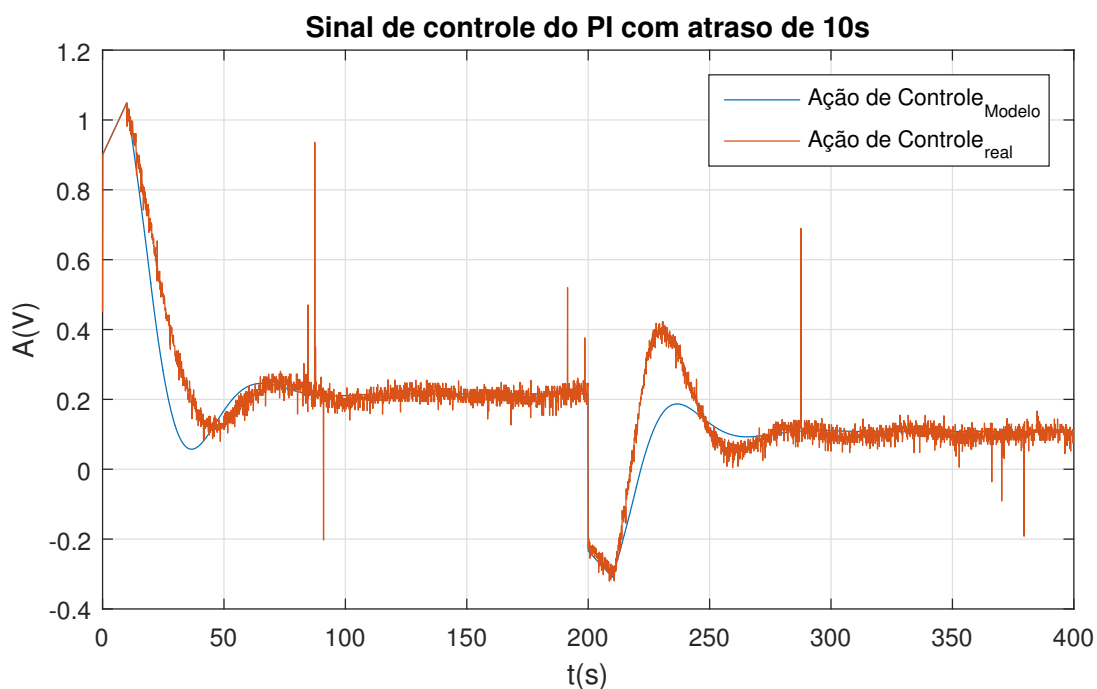


Figura 35 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PI com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

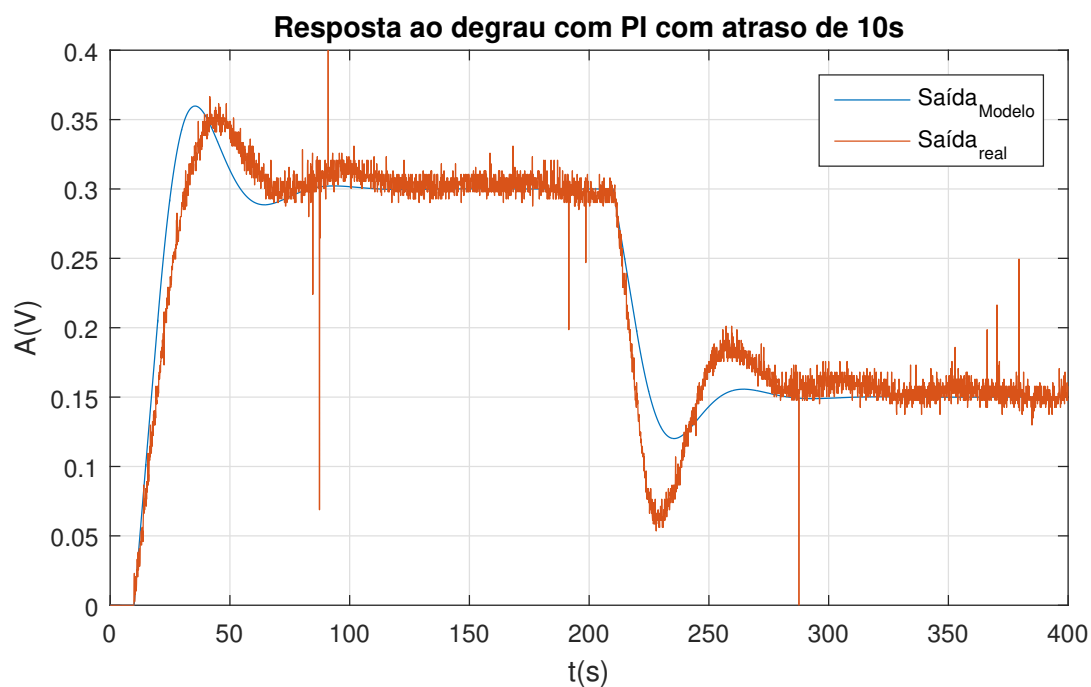


Figura 36 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PI com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

O sinal de saída do sistema real com controlador PI para o sistema com tempo de atraso de transporte de 10 segundos, mostrado na figura 36, demonstrou-se bem mais oscilante e com baixa controlabilidade se comparado com o sistema com tempo de atraso de transporte de 5 segundos, mostrado na figura 16, reforçando a ideia de que os controladores sem predição não são uma boa escolha para serem usados em sistemas de controle com tempo de atraso de transporte elevado.

3.4.3 SIMULAÇÃO E ENSAIO DO CONTROLADOR PID

Para o controlador PID convencional, define-se $T_i = T = 60,25$, a partir das simulações em *Simulink*, ajusta-se a constante de tempo derivativa e o ganho estático obtendo-se $T_d = 5$ e $K_c = 3$. Os sinais de controle e de saída da simulação do modelo matemático e do sistema real, com controlador PID com tempo de atraso de transporte de 10 segundos estão presentes nas figuras 37 e 38.

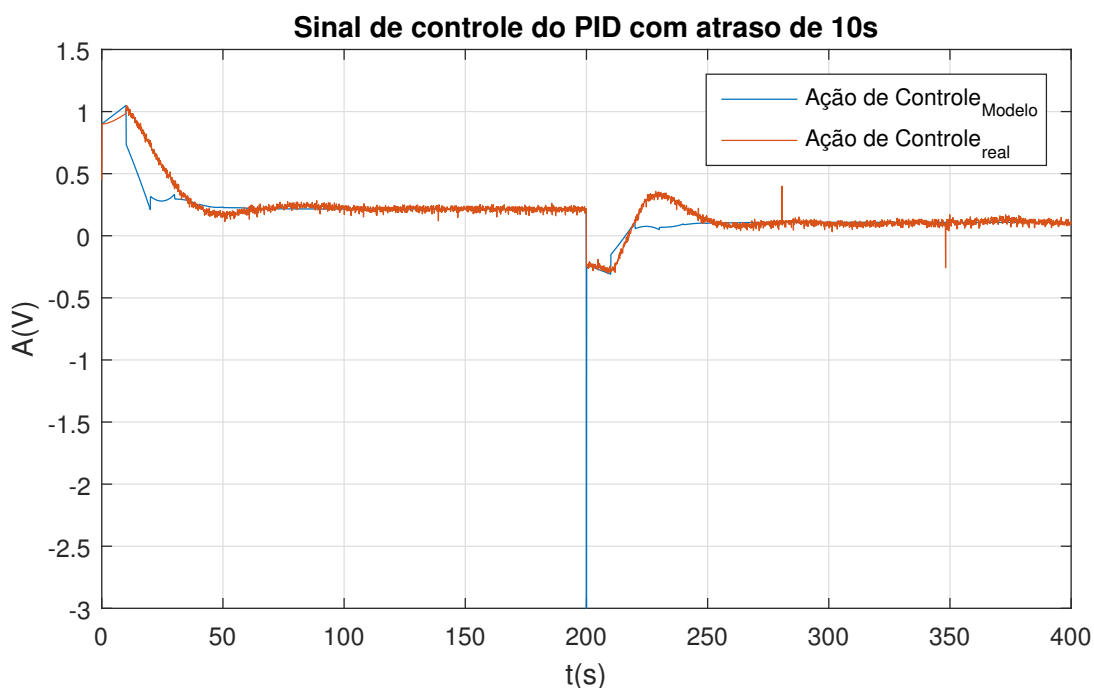


Figura 37 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

O sinal de saída do sistema real com controlador PID convencional, mostrado na figura 38 acabou não dando uma melhoria efetiva para a velocidade e nem para a diminuição das oscilações do sistema se comparado com o controlador PI, mostrado na figura 36. Tal acontecimento pode ser justificado pelo aumento do tempo de atraso de transporte fazer com que a constante de tempo derivativa não seja mais capaz de

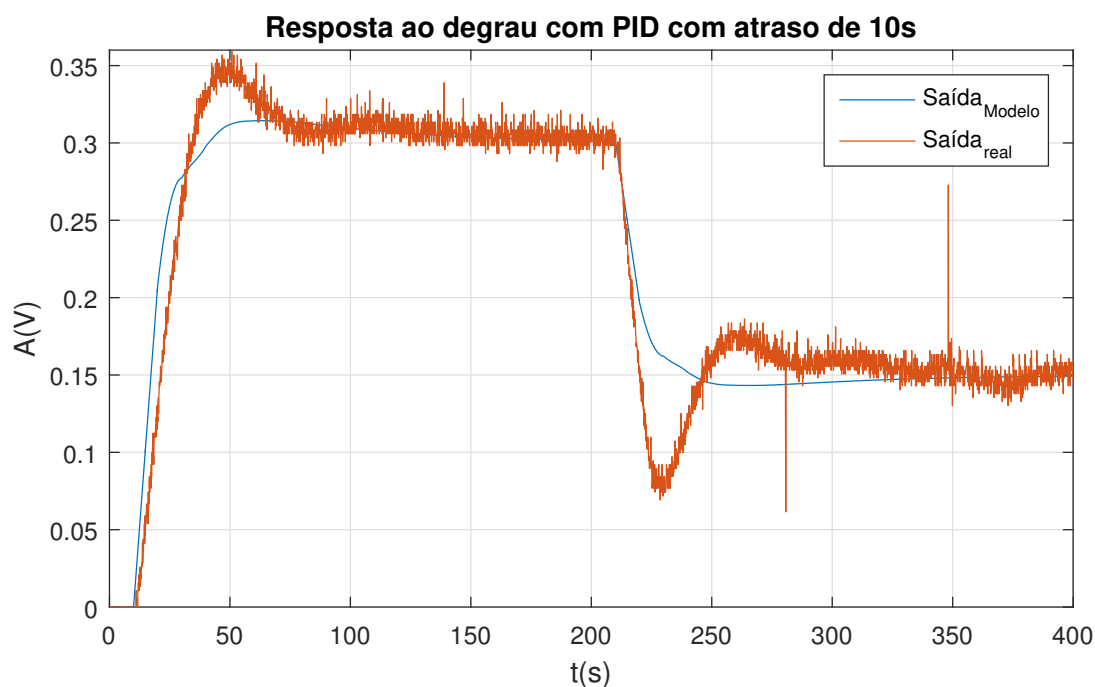


Figura 38 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

prever de forma eficaz a ação de controle futura e pelo fato do sistema possuir não linearidades.

3.4.4 SIMULAÇÃO E ENSAIO DO CONTROLADOR PID COM FILTRO NA PARCELA DERIVATIVA

Para o controlador PID com filtro na parcela derivativa, define-se os valores de $T_i = T = 60,25$ e $T_d = 5$, a partir da simulação em *Simulink* ajusta-se empiricamente o valor do ganho estático $K_c = 2,5$ e o valor do filtro $\alpha = 0,5$. Os sinais de controle e de saída da simulação do modelo matemático e do sistema real, com controlador PID com filtro na parcela derivativa para o sistema com tempo de atraso de transporte de 10 segundos estão presentes nas figuras 39 e 40.

O sinal de saída do sistema real com controlador PID com filtro na parcela derivativa, visto na figura 40, teve uma resposta mais lenta que o PID convencional, entretanto houve uma grande diminuição do sobressinal.

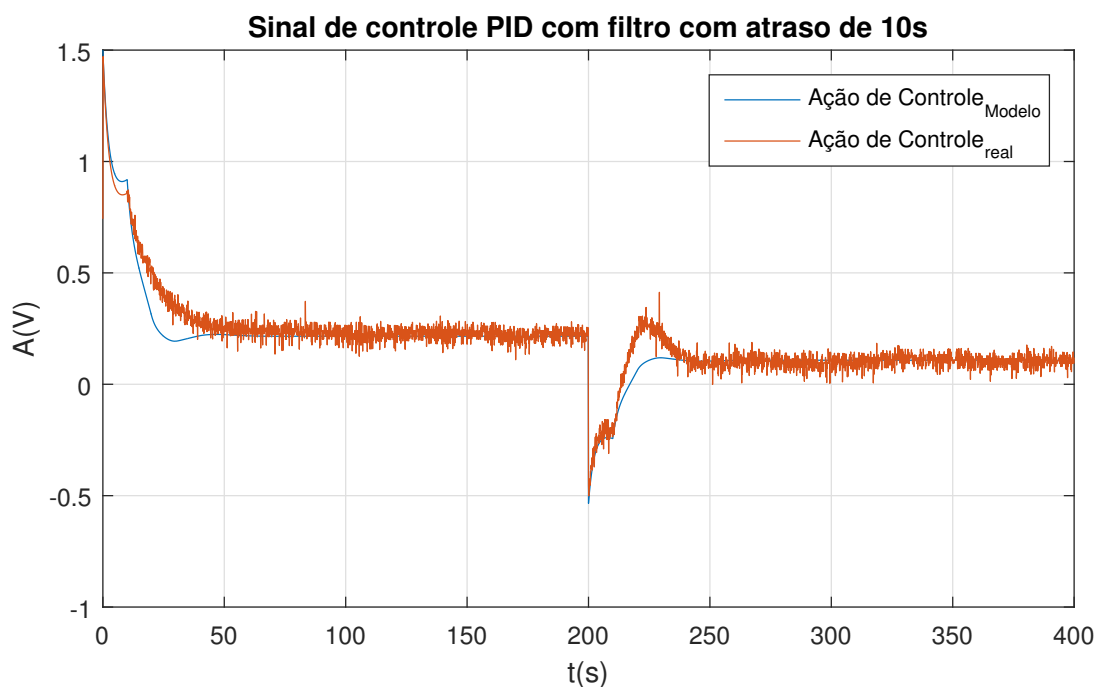


Figura 39 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID com filtro na parcela derivativa com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

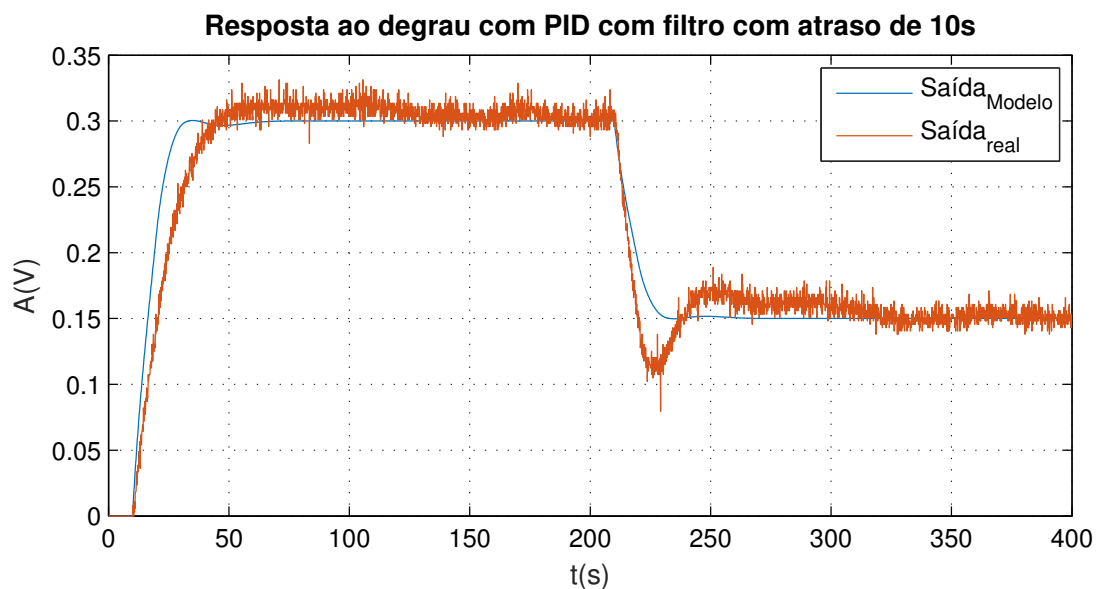


Figura 40 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID com filtro na parcela derivativa com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

3.4.5 SIMULAÇÃO E ENSAIO DO CONTROLADOR PID POR APROXIMAÇÃO AO PS

Para o controlador PID por Aproximação ao PS define-se $T_i = T = 60,25$ e $T_d = 5$, utilizam-se as equações (22) e (21), para o cálculo do filtro e do ganho estático. A partir da escolha de um $T_0 = 2,728$ por meio das simulações em *Simulink*, o valor do filtro e do ganho estático calculados foram de $\alpha = 0,353$ e $K_c = 2,8$. Os sinais de controle e de saída da simulação do modelo matemático e do sistema real, com controlador PID por Aproximação ao PS com tempo de atraso de transporte de 10 segundos estão presentes nas figuras 41 e 42.

O sinal de saída do sistema real com controlador PID por Aproximação as PS, como mostrado na figura 42, teve um tempo de subida e um sobressinal intermediário se comparado aos outro métodos.

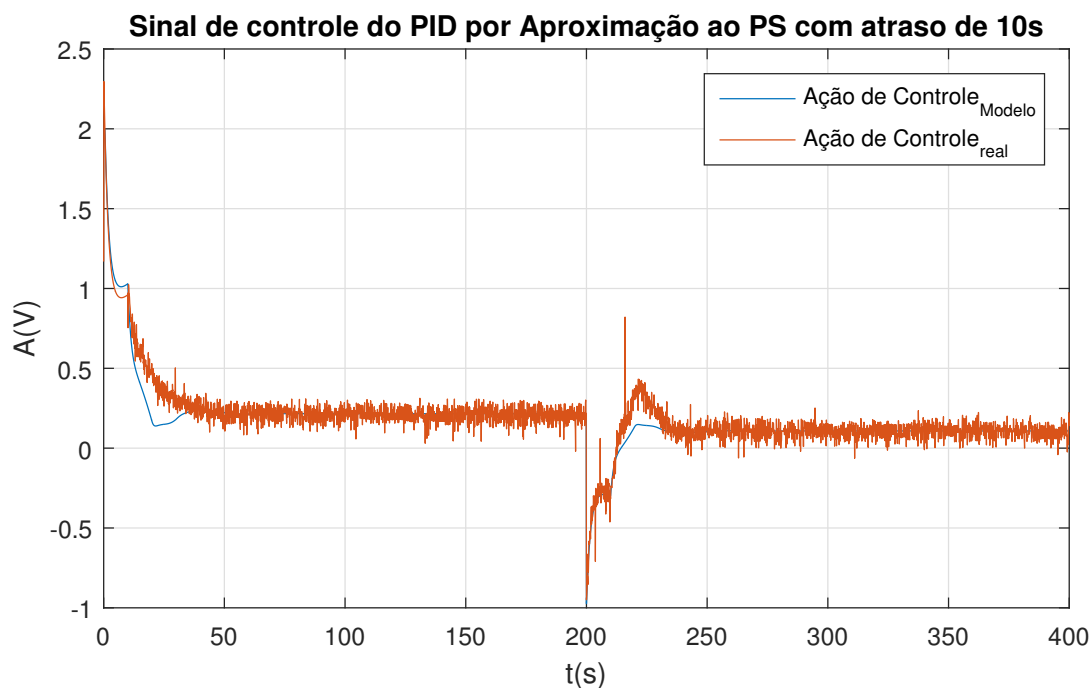


Figura 41 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID por Aproximação ao PS com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

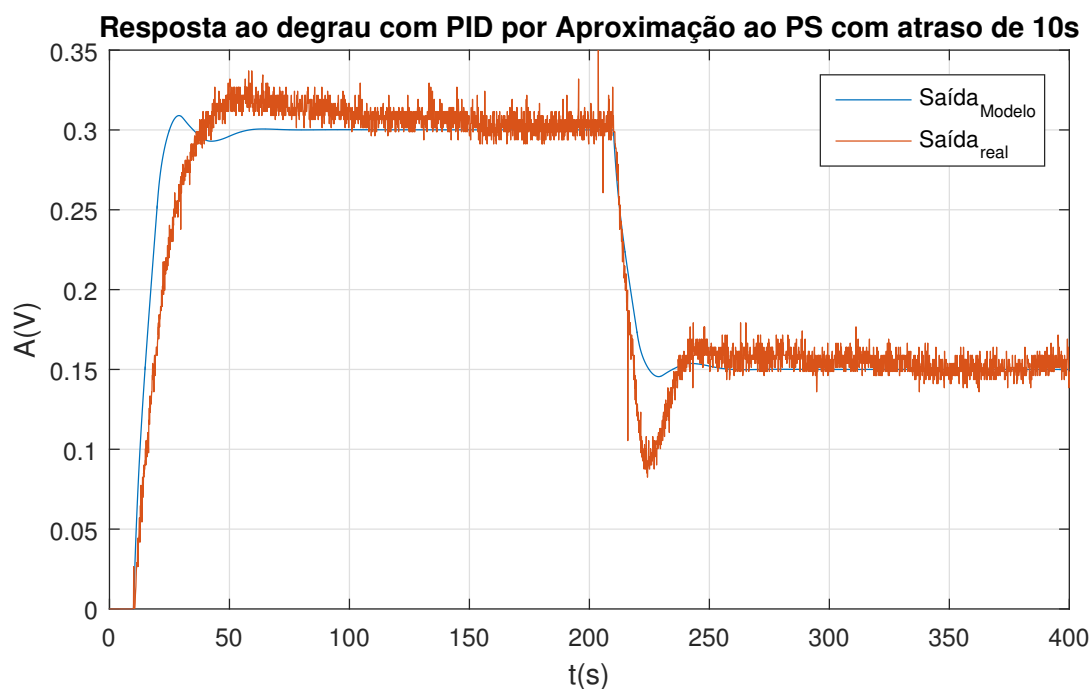


Figura 42 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID por Aproximação ao PS com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

3.4.6 SIMULAÇÃO E ENSAIO DO CONTROLADOR PID POR *IMC*

Para o controlador PID por *IMC* define-se $T_i = T = 60,25$ e $T_d = 5$, utiliza-se as equações (29) e (30) para o cálculo do ganho estático e do filtro. A partir da escolha de um $T_f = 5$ por meio das simulações em *Simulink*, o valor do filtro α e do ganho estático calculados foram de $\alpha = 0,333$ e $K_c = 2,888$. Os sinais de controle e de saída da simulação do modelo matemático e do sistema real, com controlador PID por *IMC* com um atraso de transporte de 10 segundos, podem ser vistos nas figuras 43 e 44.

O sinal de saída do sistema real do PID por *IMC* ficou muito semelhante ao sinal de saída do PID por Aproximação ao PS, devido a ambos terem a mesma estrutura de controle, devido ao valor do ganho estático e do filtro serem quase os mesmos para ambos os métodos.

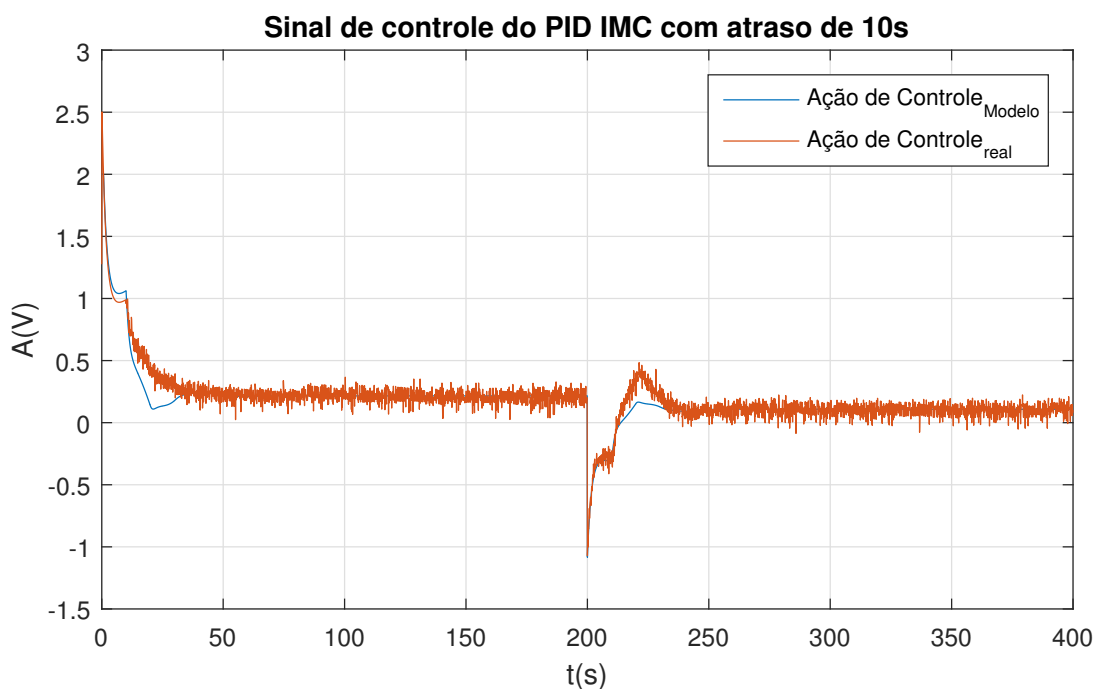


Figura 43 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID por *IMC* com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

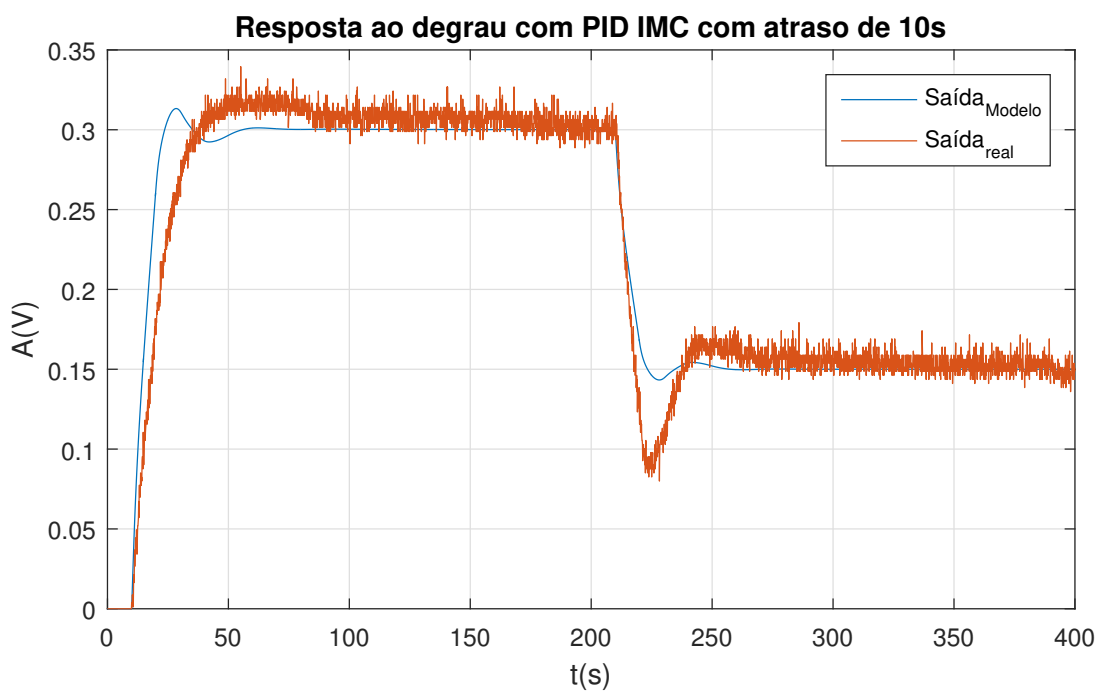


Figura 44 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID por *IMC* com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

3.4.7 SIMULAÇÃO E ENSAIO DO CONTROLADOR PID POR ALOCAÇÃO DE POLOS

Para o controlador PID por Alocação de Polos define-se $T_i = T = 60,25$ e $T_d = 5$, utiliza-se as equações (34) e (35) para os cálculos do ganho estático e do filtro. A partir da escolha dos polos a malha fechada reais e iguais $-1/T_0 = -0,1666$, fazendo o uso das simulações em *Simulink*, encontra-se o valor de $T_0 = 6$ e consequentemente obtém-se pelos cálculos os valores do ganho estático e do filtro $K_c = 2,55$ e $\alpha = 0,424$. Os sinais de controle e de saída da simulação do modelo matemático e do sistema real, com controlador PID por Alocação de Polos com tempo de atraso de transporte de 10 segundos, estão presentes nas figuras 45 e 46.

O sinal de saída do sistema real do PID por Alocação de Polos teve um tempo de subida um pouco maior que os dois métodos citados anteriormente, porém resultou em menores oscilações.

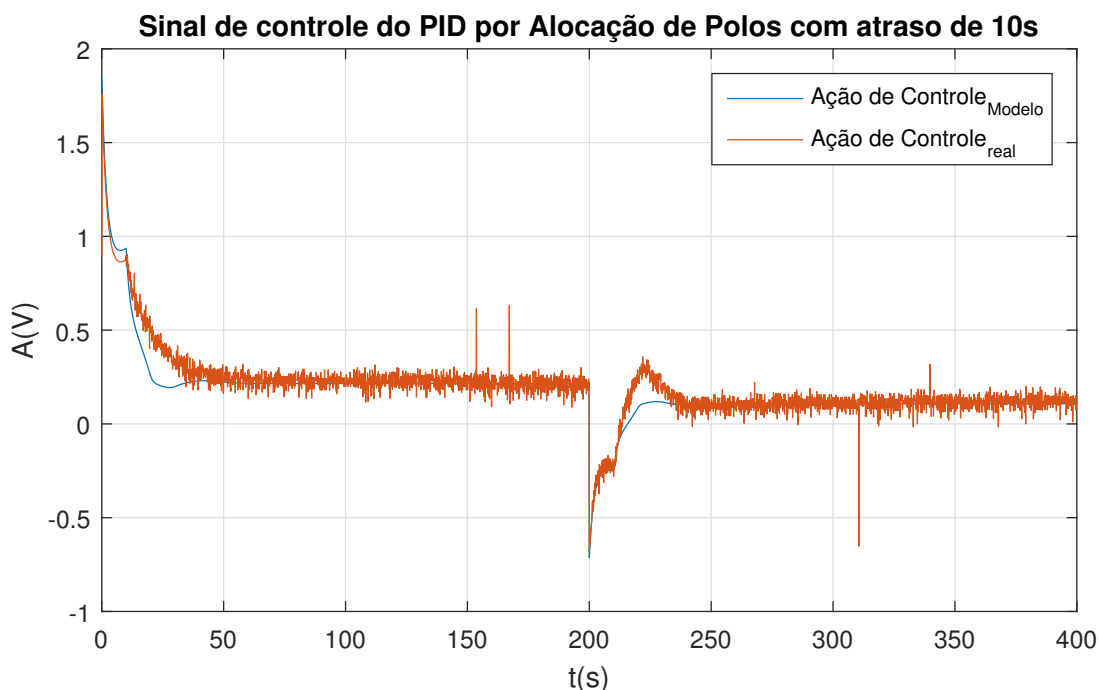


Figura 45 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID por Alocação de Polos com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

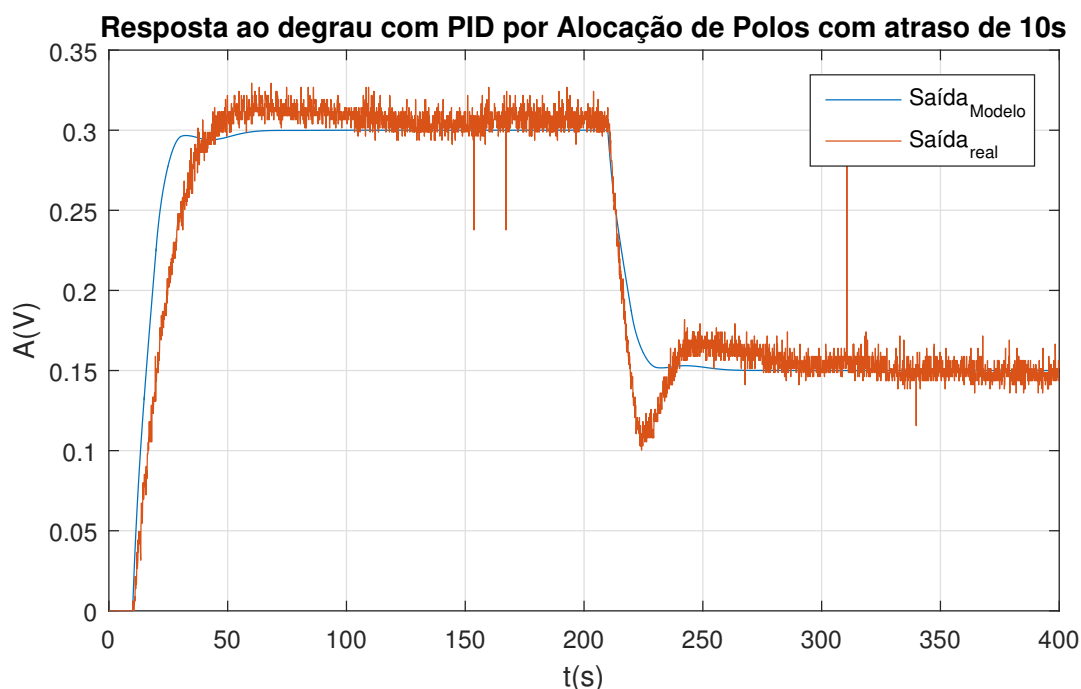


Figura 46 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID por Alocação de Polos com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

3.4.8 SIMULAÇÃO E ENSAIO DO CONTROLADOR PID POR APROXIMAÇÃO AO PS 2DOF

Os controladores PID com dois graus de liberdade não foram usados para controlar o sistema com tempo de atraso de transporte de 5 segundos, devido ao seu ajuste não trazer uma melhora efetiva dos sinais de saída nas simulações realizadas em *Simulink*. Tal fato pode ser explicado por não haverem sobressinais nas malhas de controle com os controladores PID baseados em técnicas de previsão simulados.

O controlador PID por Aproximação ao PS já foi definido anteriormente, sendo necessário definir os parâmetros do filtro presente no sinal de referência do sistema. Por meio das simulações em *Simulink*, obteve-se empiricamente os valores de $b = 0,92$ e $c = 0,1$. Os sinais de controle e de saída da simulação do modelo matemático e do sistema real, com controlador PID por Aproximação ao PS 2DOF com tempo de atraso de transporte de 10 segundos estão presentes nas figuras 47 e 48.

O filtro na referência do sinal de entrada para o sistema com controlador PID por Aproximação ao PS, aumenta um pouco o tempo de subida do sinal de saída do sistema real, contudo diminui bastante as oscilações e reduz o sobressinal.

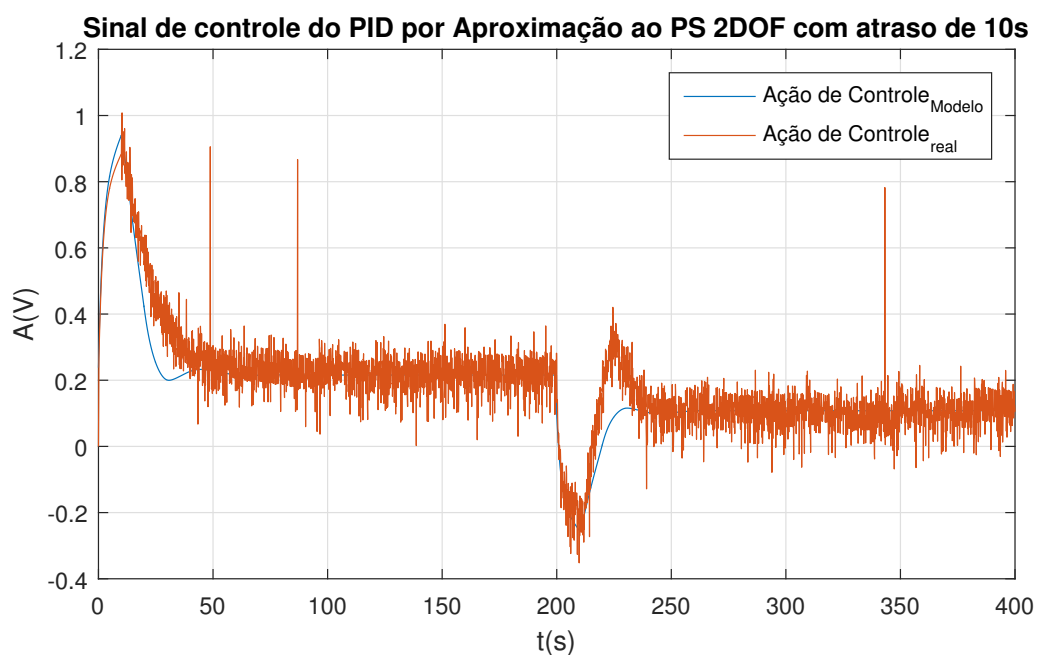


Figura 47 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID por Aproximação ao PS 2DOF com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

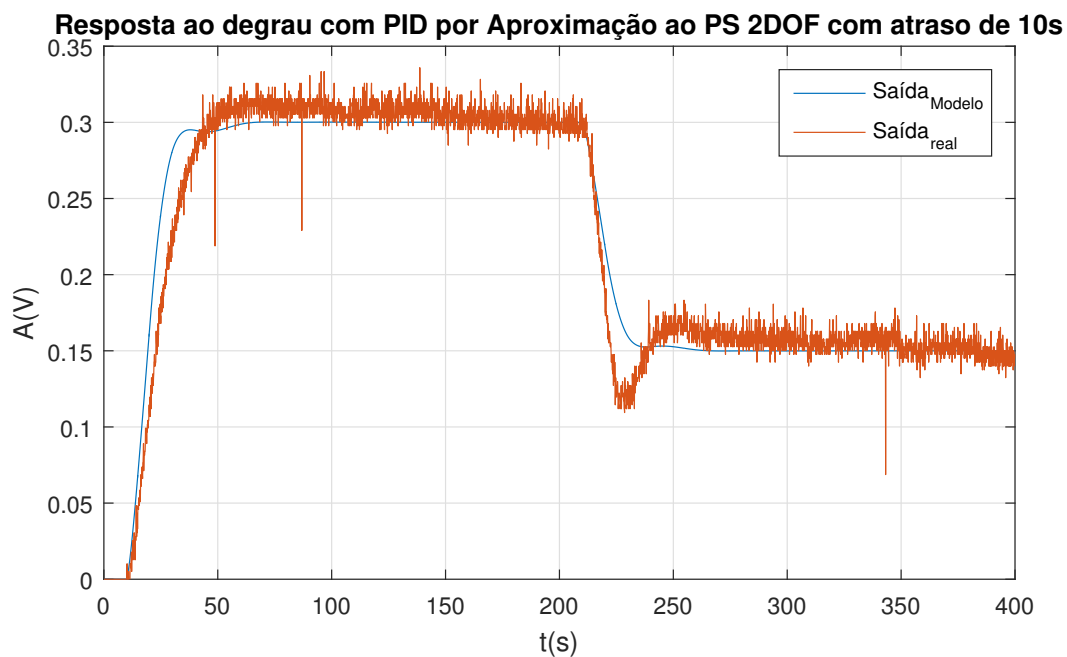


Figura 48 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID por Aproximação ao PS 2DOF com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

3.4.9 SIMULAÇÃO E ENSAIO DO CONTROLADOR PID POR *IMC 2DOF*

O controlador PID por *IMC* já foi definido anteriormente, agora é necessário definir os parâmetros do filtro presente no sinal de referência do sistema. Por meio das simulações em *Simulink*, obteve-se empiricamente os valores de $b = 0,97$ e $c = 0,2$. Os sinais de controle e de saída da simulação do modelo matemático e do sistema real, com controlador PID por *IMC 2DOF* com um tempo de atraso de transporte de 10 segundos, podem ser vistos nas figuras 43 e 44.

O filtro na referência do sinal de entrada para o sistema com controlador PID por *IMC* não resultou em uma melhora efetiva do sinal de saída do sistema real, fato que pode ser justificado pelo sinal de saída ser sensível a pequenas variações dos parâmetros do filtro e na presença de não linearidades o resultado obtido pode não convergir com o simulado.

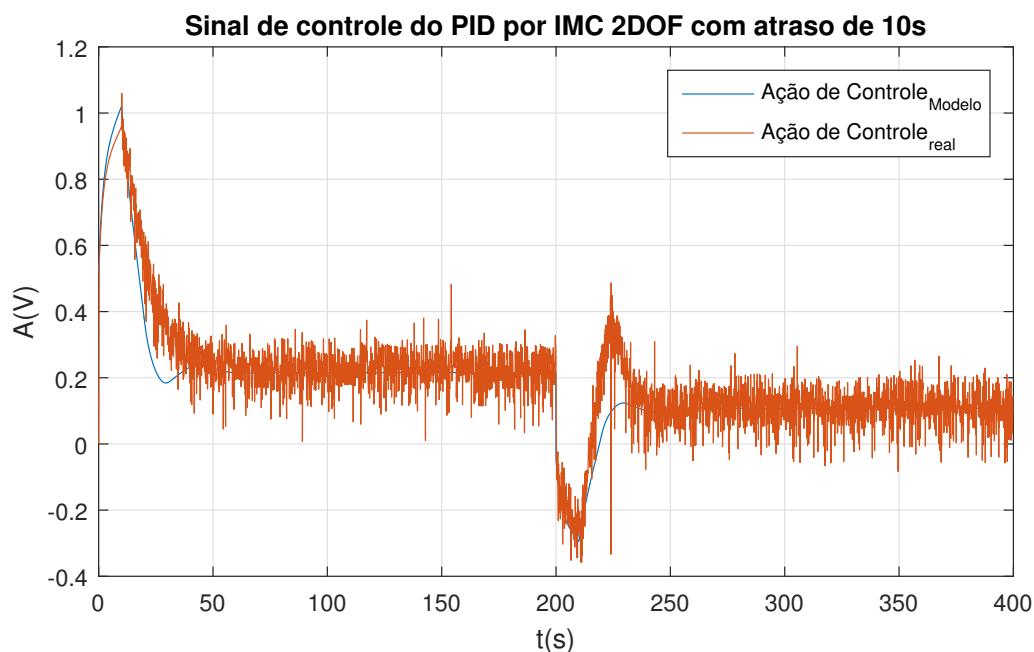


Figura 49 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID por *IMC 2DOF* com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

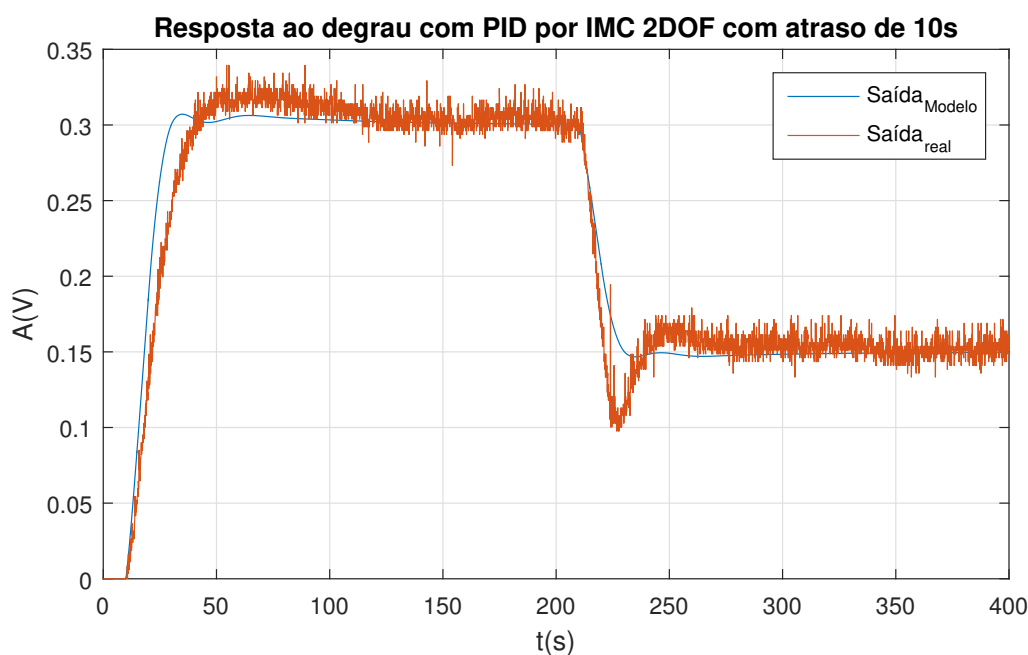


Figura 50 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID por *IMC 2DOF* com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

3.4.10 SIMULAÇÃO E ENSAIO DO CONTROLADOR PID POR ALOCAÇÃO DE POLOS *2DOF*

O controlador PID por Alocação de Polos já foi definido anteriormente, agora é necessário definir os parâmetros do filtro presente no sinal de referência do sistema. Por meio das simulações em *Simulink*, obteve-se empiricamente os valores de $b = 0,96$ e $c = 0,5$. Os sinais de controle e de saída da simulação do modelo matemático e do sistema real, com controlador PID por Alocação de Polos com tempo de atraso de transporte de 10 segundos, estão presentes nas figuras 51 e 52.

O filtro na referência do sinal de entrada para o sistema com controlador PID por Alocação de Polos resultou em uma leve diminuição do sobressinal, entretanto, aumentou consideravelmente o tempo de subida do sinal de saída.

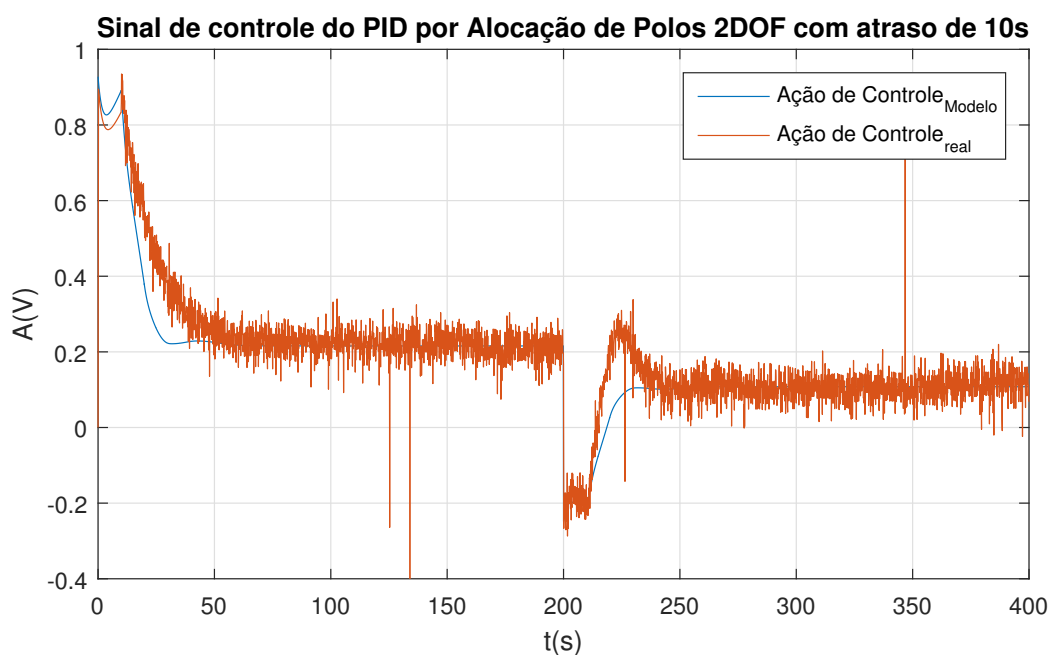


Figura 51 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID por Alocação de Polos *2DOF* com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

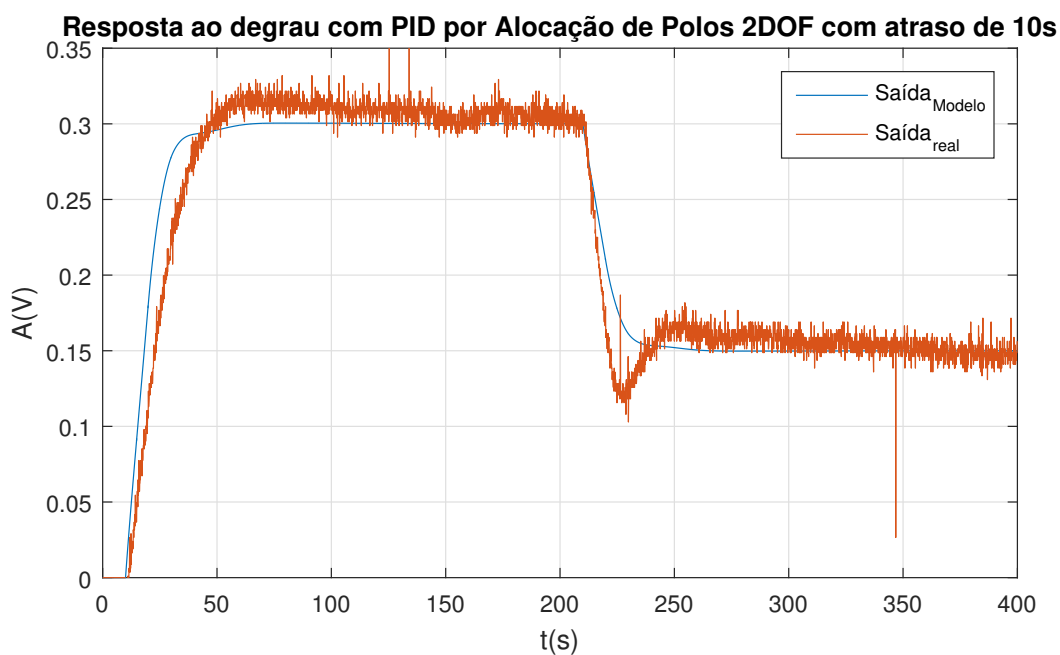


Figura 52 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID por Alocação de Polos *2DOF* com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

3.4.11 SIMULAÇÃO E ENSAIO DO CONTROLADOR PID COM PS

Para o controlador PID com PS foi definido $T_i = T = 60,25$, a partir da escolha do polo em malha fechada $-1/T_0 = -0,231$, fazendo o uso das simulações em *Simulink*; a partir disso encontra-se o valor de $T_0 = 4,33$ utilizando a equação (18) e posteriormente obtém-se pelos cálculos o valor do ganho estático do controlador primário $K_1 = 10$. Os sinais de controle e de saída da simulação do modelo matemático e do sistema real, com controlador PID com PS com tempo de atraso de transporte de 10 segundos, estão presentes nas figuras 53 e 54.

O sinal de saída do sistema real com controlador PID com PS, como visto na figura 54, alcançou a resposta mais rápida se comparada com todos os controladores citados anteriormente, obteve pequeno sobressinal e algumas pequenas oscilações durante pequeno período de tempo.

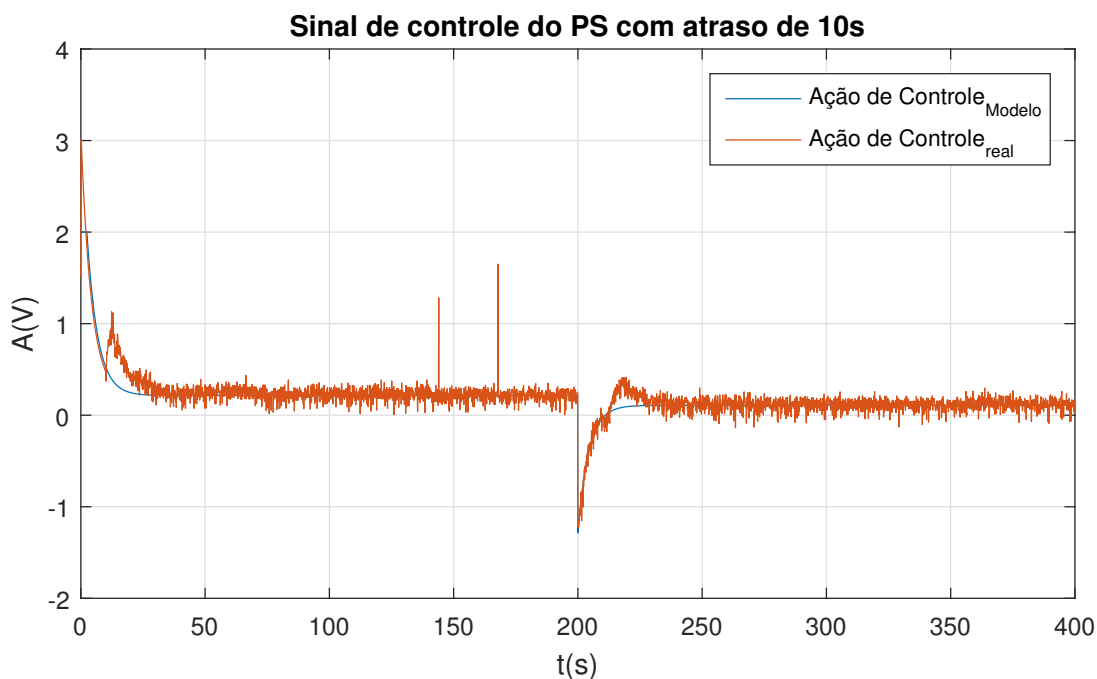


Figura 53 – Comparação dos sinais de controle do sistema simulado e real com controlador PID com PS com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

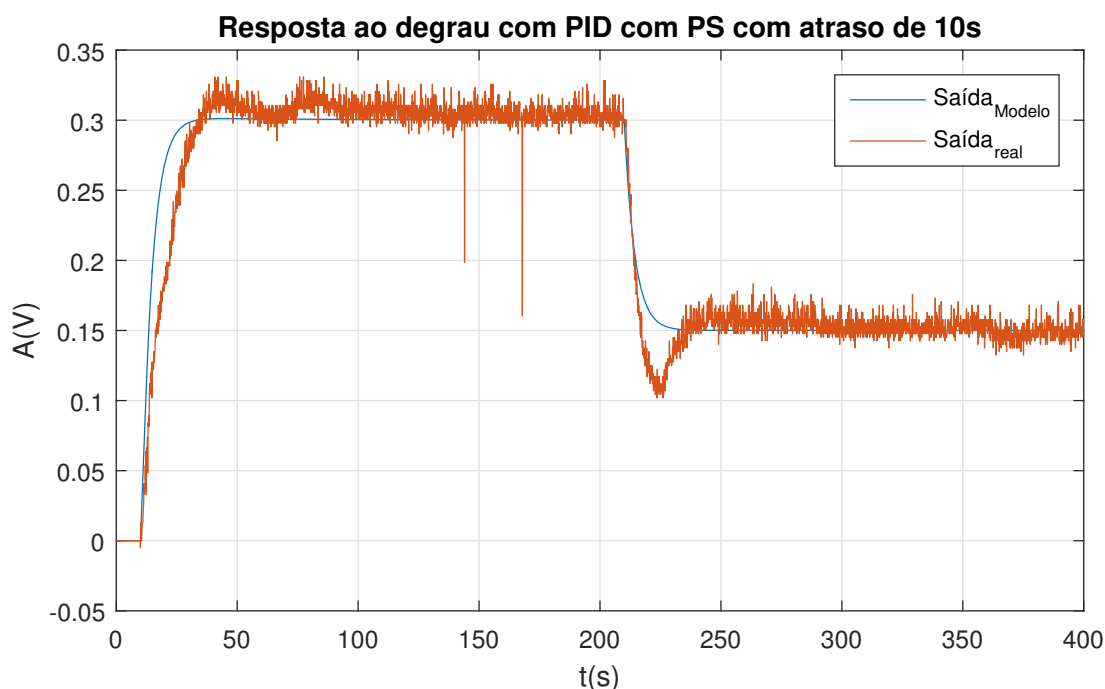


Figura 54 – Comparação dos sinais de saída do sistema simulado e real com controlador PID com PS com atraso de transporte de 10s.

Fonte: Autoria própria.

3.4.12 RESULTADO DOS ENSAIOS PARA TEMPO DE ATRASO DE TRANSPORTE DE 10 SEGUNDOS

Com o intuito de se obter uma comparação mais mensurável entre os controladores, a partir do comportamento médio dos sinais de saída dos ensaios com os controladores, verifica-se quais são os tempos de subida aproximados t_{sub} e as ultrapassagens percentuais aproximadas $U_t(\%)$ de cada sinal de saída, como visto na tabela 6.

O sinal de saída do sistema real com controlador PI juntamente com o controlador PID foram os que obtiveram os piores resultados de controle, com tempos de subida baixos se comparados com os demais métodos, todavia, com elevadíssimos sobressinais.

Os métodos PID com filtro α , Aproximação ao PS 2DOF, Alocação de Polos e Alocação de polos 2DOF tiveram resultados intermediários. O controlador PID por Aproximação ao PS 2DOF apresentou a menor ultrapassagem com valor de 5%, entretanto um alto tempo de subida de 45 segundos.

O controlador PID por IMC 2DOF apresentou um resultado pior que o PID por IMC, que apresentou o segundo melhor resultado juntamente com o controlador PID por Aproximação ao PS. O PID por IMC apresentou um tempo de subida de 38 segundos e

Tabela 6 – Resumo dos tempos de subida e ultrapassagem percentual dos ensaios dos controladores para o tempo de atraso de transporte de 10 segundos.

Fonte: Autoria própria.

Método	$t_{sub}(s)$	$U_t(\%)$
PI	32	18,4
PID	34	16,5
PID com filtro α	45	6
Aproximação ao PS	36	8,3
Aproximação ao PS 2DOF	45	5
IMC	38	6,7
IMC 2DOF	40	6,7
Alocação de Polos	43	6,7
Alocação de Polos 2DOF	46	6
PS	34,5	6,7

uma ultrapassagem de 6,7%. Já o controlador PID por Aproximação ao PS apresentou um tempo de subida de 36 segundos e uma ultrapassagem de 8,3%.

O controlador que melhor conseguiu combinar um baixo tempo de subida e baixa ultrapassagem percentual foi o PID com PS, com um tempo de subida de 34,5 segundos e uma ultrapassagem de 6,7%.

4 CONCLUSÃO

Neste trabalho de conclusão de curso foram estudadas técnicas de ajuste de controladores PID para processos com atraso de transporte. O ajuste dos controladores foi feito com base no modelo matemático de uma bancada didática de processos fluídicos, que representa um sistema aproximado de primeira ordem. Após o ajuste dos controladores por meio de da ferramenta *Simulink*, foi feita a simulação dos controladores em MATLAB para a implementação dos controladores, cujas as comunicações de dados entre a bancada fluídica e os controladores simulados foi feita por uma placa de aquisição de dados.

Verificou-se que quanto maior o atraso de transporte, melhores são as respostas dos controladores baseados em técnicas de predição ou que possuem malha de controle com o intuito de eliminar tal efeito, em comparação com os métodos de controle PID convencional.

Sobre as técnicas de controle baseadas em predição estudadas nesse trabalho, para atrasos de transporte próximos de 8,3% do valor da constante de tempo da modelo matemático do sistema, para sistemas de primeira ordem que o modelo matemático represente uma semelhança de aproximadamente 92,3% do sistema real, tendo como premissas a alta de velocidade de resposta e baixo sobressinal no sinal de saída, pode-se concluir que:

a) Os controladores PI, PID e PID com filtro na parcela derivativa não apresentam resultados satisfatórios se comparados com outros métodos;

b) Os métodos de controle de aproximação do PID a partir do Preditor de Smith e o ajuste de PID por *IMC* apresentam resultados intermediários, sendo melhores escolhas se comparados com os métodos anteriores;

c) O controlador PID por Alocação de Polos apresentou o melhor resultado dentre os controladores baseados em predição com estrutura PID de controle;

d) O controlador PID com PS apresentou o melhor resultado dentre os controladores estudados, comprovando que se o modelo matemático retirado do sistema real tiver boa aproximação, ele se torna o método de controle mais eficiente para processos com atraso de transporte.

Sobre as técnicas de controle baseadas em predição estudadas nesse trabalho, para atrasos de transporte próximos de 16,6% do valor da constante de tempo da modelo matemático do sistema, para sistemas de primeira ordem que o modelo matemático represente uma semelhança de aproximadamente 92,3% do sistema real, tendo como

premissas a alta de velocidade de resposta e baixo sobressinal no sinal de saída, pode-se concluir que:

a) Os controladores PI, PID apresentaram resultados bem piores se comparados com os outros métodos estudados, além disso, causaram grandes ultrapassagens percentuais, devido ao atraso de transporte ser de 10 segundos;

b) Os métodos de controle PID com filtro alfa na parcela derivativa e o PID por Alocação de Polos tiveram respostas semelhantes. Se comparadas com os controladores PI e PID, tiveram respostas mais lentas, entretanto com ultrapassagens percentuais muito menores;

c) Os métodos de controle de aproximação do PID a partir do Preditor de Smith apresentou a resposta de controle mais rápida dos controladores PID baseados em técnicas de predição. O ajuste de PID por *IMC* foi o método que melhor combinou resposta rápida com baixa ultrapassagem dos controladores PID baseados em técnicas em predição;

d) O filtro no sinal de referência do sistema deveria ter como característica diminuir o sobressinal dos sinais de saída e aumentar um pouco o tempo de subida dos sinais de saída dos controladores PID baseados em técnicas de predição, tais características aconteceram para os métodos PID por Aproximação ao PS *2DOF* e por Alocação de polos *2DOF*, entretanto, com pouca eficiência. Já o controlador *IMC 2DOF* não diminuiu o sobressinal do sinal de saída, divergindo do que foi visto na simulação.

e) O sinal de saída do sistema é muito sensível em relação ao ajuste dos parâmetros b e c do filtro de referência, dessa forma, já era esperado que o filtro na referência pudesse não atender com eficiência as respostas desejadas na simulação do modelo matemático, já que o sistema possui não linearidades que afetam significativamente na diferença entre o sistema simulado e o real para o caso dos controladores PID com filtro na referência.

f) O controlador PID com PS apresentou o melhor resultado dentre os controladores estudados, comprovando que se o modelo matemático retirado do sistema real tiver boa aproximação, ele se torna o método de controle mais eficiente para processos com atraso de transporte. Porém, se o modelo matemático da planta não tiver uma boa aproximação do sistema real, esse controlador se torna uma escolha ruim.

4.0.1 SUGESTÃO PARA FUTUROS TRABALHOS

Para futuros trabalhos que envolvam controladores PID para processos com atraso de transporte, recomenda-se que utilizem filtros mais apurados, por exemplo, o filtro de Kalman, para a eliminação de ruídos e não linearidades, presenciados nos ensaios desse trabalho; que utilizem outras técnicas de controle baseadas em predição

para a comparação da eficiência desses outros métodos em função dos métodos estudados nesse trabalho. Para trabalhos que desejam resultados mais apurados, recomenda-se que se faça uma modelagem das não linearidades do sistema que for utilizado para a realização dos ensaio, para que as não linearidades sejam introduzidas nas simulações e, dessa forma, que os comportamentos dos sinais de saída da malha de controle das simulações fiquem mais próximas do sistema real, assim o ajuste dos controladores poderá ser feito com maior precisão.

REFERÊNCIAS

- ALMEIDA, O. d. M. et al. Controle pid auto-ajustável, inteligente e preditivo. Florianópolis, SC, 2002.
- ANG, K. H.; CHONG, G.; LI, Y. Pid control system analysis, design, and technology. *IEEE transactions on control systems technology*, IEEE, v. 13, n. 4, p. 559–576, 2005.
- ARAKI, M.; TAGUCHI, H. Two-degree-of-freedom pid controllers. *International Journal of Control, Automation, and Systems*, v. 1, n. 4, p. 401–411, 2003.
- BARROCAS, R. M. C. *Metodologias de Projeto de Controladores IMC*. Tese (Doutorado), 2016.
- BESSA, C. D. R. *Estratégia de controle com compensação dos efeitos do tempo morto aplicada a sistemas de ordem superior*. Dissertação (Mestrado) — Brasil, 2016.
- CHEVARRIA, G. de C.; COELHO, R. R. Identificação de sistemas de primeira ordem com atraso de transporte.
- DIRECT INDUSTRY. *Sistema de aquisição de dados de bancada*. [S.l.], 2019. Disponível em: <<http://www.directindustry.com/pt/prod/national-instruments/product-5074-1596646.html>>. Acesso em: 02 jul. 2019.
- DUTRA, C. B. S. et al. Controle preditivo multiobjetivo para processos com atraso. Florianópolis, SC, 2003.
- FLESCH, R. C. C. et al. Contribuições ao controle de sistemas monovariáveis e multivariáveis com atraso de transporte. Florianópolis, SC, 2012.
- GIRALDO, S. A. C. et al. Estudo de técnicas de sintonia do preditor de smith filtrado para sistemas multivariáveis com atraso. 2016.
- GOMES, S. A. P. *Comparação entre métodos de identificação de plantas com respostas ao degrau monotonicamente crescentes e sintonia de controladores PID*. Tese (Doutorado) — UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO, 2008.
- GOODWIN, G. C. et al. *Control system design*. [S.l.]: Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001.
- HOROWITZ, I. Synthesis of feedback systems. 1963. *New York*.
- HOU, M.-d. et al. An imc-pid control method with set-point weight. In: IEEE. *2009 International Conference on Computational Intelligence and Security*. [S.l.], 2009. v. 2, p. 45–49.
- KWAK, H. J. et al. A modified smith predictor with a new structure for unstable processes. *Industrial & engineering chemistry research*, ACS Publications, v. 38, n. 2, p. 405–411, 1999.
- NORMEY-RICO, J. E. *Control of dead-time processes*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.

- OLIVEIRA, F. S. S. de. *Controle PI/PID Robusto Baseado no Preditor de Smith*. Tese (Doutorado) — Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2016.
- OLIVEIRA, M. A. et al. *Controle pid preditivo para plantas com atraso de transporte: estudo de caso em um laminador*. Florianópolis, SC, 2004.
- PINTO, J. E. M. G. *Aplicação prática do método de sintonia de controladores PID utilizando o método do relé com histerese*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2014.
- PRADO, M. L. M. *Controle multivariável aplicado a sistemas com atraso*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2000.
- RIBEIRO, M. A. *Controle de processo. Oitava edição ± Tek Treinamento & consultoria ± 2005*, 2005.
- RIVERA, D. E.; MORARI, M.; SKOGESTAD, S. Internal model control: Pid controller design. *Industrial & engineering chemistry process design and development*, ACS Publications, v. 25, n. 1, p. 252–265, 1986.
- TAGUCHI, H.; ARAKI, M. Two-degree-of-freedom pid controllers—their functions and optimal tuning. *IFAC Proceedings Volumes*, Elsevier, v. 33, n. 4, p. 91–96, 2000.
- TORRICO, B. C. et al. *Contribuições ao controle preditivo robusto de sistemas com atraso*. Florianópolis, SC, 2007.
- VASCONCELOS, F. J.; MEDEIROS, C. M. Modelagem, simulação e controle de uma planta de nível didática. In: *Congresso Norte Nordeste de Pesquisa e Inovação*. [S.l.: s.n.], 2012. v. 7.
- WESCOTT, T. Pid without a phd. *Embedded Systems Programming*, v. 13, n. 11, p. 1–7, 2000.