



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JOSÉ NOGUEIRA DO NASCIMENTO JUNIOR

PREDITOR DE SMITH FILTRATO SIMPLIFICADO COM AÇÃO FEEDFORWARD

FORTALEZA

2022

JOSÉ NOGUEIRA DO NASCIMENTO JUNIOR

PREDITOR DE SMITH FILTRATO SIMPLIFICADO COM AÇÃO FEEDFORWARD

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Bismark Claude Torrico

Coorientador: Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira

FORTALEZA

2022

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Sistema de Bibliotecas
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

J1p

Junior, José Nogueira do Nascimento.

Preditor de Smith filtrado simplificado com ação feedforward / José Nogueira do Nascimento Junior. – 2022.

65 f. : il. color.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2022.

Orientação: Prof. Dr. Bismark Claire Torrico.

Coorientação: Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira..

1. Preditor de Smith. 2. Controle Feedforward. 3. Rejeição de Perturbação. 4. Perturbação Mensurável. 5. Implementação Estável. I. Título.

CDD 621.3

JOSÉ NOGUEIRA DO NASCIMENTO JUNIOR

PREDITOR DE SMITH FILTRATO SIMPLIFICADO COM AÇÃO FEEDFORWARD

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Engenharia Elétrica

Aprovada em:

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Bismark Claire Torrico (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira (Coorientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dra. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Magno Prudêncio de Almeida Filho
Instituto Federal do Ceará (IFCE)

Dedico este trabalho aos meus pais, José Nogueira e Leni Bento, e ao meu filho, Artur Nogueira.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por sua infinita bondade, pelo dom da vida e por nunca ter me abandonado nos momentos mais difíceis.

Aos meus pais, José Nogueira e Leni Bento, por todo apoio, auxílio, amparo e pelo sacrifício diário para que este momento se concretizasse. Por terem sido comigo em todas as minhas decisões e sempre terem me incentivado a seguir o caminho dos estudos e da educação.

A meu filho, Artur Nogueira, por ser um dos principais motivos de persistência em meio as dificuldades da vida.

Ao meu orientador, Professor Dr. Bismark Claire Torrico, pela confiança, estímulo, paciência e conhecimentos compartilhados. Obrigado pelas oportunidades dadas e por acreditar na minha capacidade.

Aos professores Dr. Fabrício Nogueira, Dr. Wilkley Correia e Dra. Laurinda Reis por todo conhecimento transmitido.

Aos meus amigos Darielson Araújo, Felipe Vasconcelos, Josias Batista, Clauson Rios, Gabriel Freitas, Vinicius Mesquita, Kaio Martins, José Raimundo, Dayse Benevides, pelo companheirismo e conhecimentos compartilhados durante toda a minha pesquisa. A companhia de vocês tornou tudo mais alegre e divertido e com certeza me fazia querer continuar.

Em especial, aos amigos René Descartes e Ismael Bezerra, que acreditaram e que me trouxeram luz nos momentos em que me achei no escuro.

"Por mais difícil que pareça a vida, sempre há algo que você pode fazer e ter sucesso. É importante que você não desista."

(Stephen Hawking)

RESUMO

Este trabalho propõe uma nova estrutura de controle para sistemas com atraso baseada no preditor de Smith filtrado simplificado (SFSP), a qual utiliza uma ação *feedforward*. A estratégia proposta se baseia numa metodologia de implementação estável do preditor e faz uso de um filtro auxiliar para obtenção dos parâmetros do controlador de forma mais direta em relação à topologia tradicional do SFSP. A estrutura preserva a robustez e as propriedades de atenuação de ruído do SFSP, enquanto melhora seu desempenho de rejeição de perturbações mensuráveis por meio da ação *feedforward*. A avaliação da metodologia proposta é realizada mediante resultados de simulação os quais apresentam melhores índices de desempenho quando comparados com os de outras estratégias recentes da literatura. Com a finalidade de validar a implementação da proposta, foi feita a implementação do controlador em um protótipo de incubadora neonatal para controle de temperatura dentro de sua cúpula, onde obteve-se uma melhor rejeição de perturbação comparado com a estrutura clássica do SFSP.

Palavras-chave: Preditor de Smith. Controle *Feedforward*. Rejeição de Perturbação. Perturbação Mensurável. Implementação Estável.

ABSTRACT

This work proposes a new control structure for dead-time systems based on the simplified filtered Smith predictor (SFSP), which uses a feedforward action. The proposed strategy is based on a stable implementation tuning methodology and makes use of an auxiliary filter to obtain the controller parameters more directly in relation to the traditional SFSP topology. The structure preserves the good robustness and noise attenuation properties of SFSP, while improving its measurable disturbance rejection performance through the feedforward action. The evaluation of the proposed methodology is carried out through simulation results which present better performance indexes when compared to other recent strategies in the literature. In order to validate the implementation of the proposal, the controller was implemented in a prototype of a neonatal incubator to control the temperature of its dome, where a better perturbation rejection was obtained compared to the classical structure of the SFSP.

Keywords: Smith predictor. Feedforward control. Disturbance rejection. Measurable disturbance. Stable implementation

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Estrutura do preditor de Smith.	23
Figura 2 – Estrutura do preditor de Smith filtrado.	24
Figura 3 – Estrutura do preditor de Smith filtrado simplificado no domínio de tempo discreto.	26
Figura 4 – Estrutura de controle clássica <i>feedforward</i>	27
Figura 5 – Estrutura de controle de ação <i>feedback</i> e <i>feedforward</i>	28
Figura 6 – Estrutura de controle <i>feedforward</i> sem iteração.	30
Figura 7 – Estrutura de controle FSP FF.	31
Figura 8 – Estrutura de controle SDTC FF.	33
Figura 9 – Estrutura de implementação SDTC FF.	34
Figura 10 – Estrutura conceitual.	37
Figura 11 – Estrutura de implementação.	38
Figura 12 – Estrutura conceitual equivalente.	39
Figura 13 – Processo estável - Curvas de robustez	48
Figura 14 – Processo estável - Nominal	49
Figura 15 – Processo estável - Incerteza	50
Figura 16 – Processo instável - Curvas de robustez.	52
Figura 17 – Processo instável - Nominal	53
Figura 18 – Processo instável - Incerteza	54
Figura 19 – Esquemático protótipo NICU.	56
Figura 20 – Experimento - Curvas de robustez	57
Figura 21 – Experimento - Nominal	58
Figura 22 – Experimento - Incerteza	59
Figura 23 – Experimento	60

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros dos controladores.	47
Tabela 2 – Índices de desempenho - Processo estável.	50
Tabela 3 – Parâmetros dos controladores.	51
Tabela 4 – Índices de desempenho - Processo instável.	54
Tabela 5 – Parâmetros dos controladores.	57
Tabela 6 – Índices de desempenho - Simulação experimento.	58
Tabela 7 – Índices de desempenho - Experimento.	60

LISTA DE SÍMBOLOS

C	Controlador primário de ação <i>feedback</i>
C_{eq}	Controlador equivalente
CV	Variância do sinal de controle
d	Sinal de perturbação mensurável
dP_u	Limite de incerteza multiplicativa
d_n	Atraso de transporte nominal do processo
d_q	Atraso de transporte nominal do modelo de perturbação
F_r	Filtro de referência do FSP
F_{sp}	Filtro de robustez de realimentação do FSP
F_{dr}	Filtro de robustez de perturbação do FSP
F	Filtro de perturbação do SDTC
F_{eq}	Filtro de referência equivalente
G	Modelo do processo sem atraso de transporte
G_n	Modelo do processo sem atraso de transporte do SDTC
G_u	Modelo do processo sem atraso de transporte do FSP
G_q	Modelo de perturbação sem atraso de transporte
G_{ff}	Controlador de ação <i>feedforward</i>
G_d	Modelo da perturbação sem atraso do FSP
H_{yr}	Relação entre saída e referência
H_{yq}	Relação entre saída e perturbação
H_{un}	Relação entre sinal de controle e ruído
I_r	Índice de robustez
IAE	Erro absoluto integrado
K_1	Ganho de referência do SDTC
K_2	Ganho do controlador do SDTC
k_r	Ganho de referência

k_c	Ganho de <i>feedback</i>
k_q	Ganho de <i>feedforward</i>
k_f	Ganho direto da ação <i>feedforward</i>
L	Atraso de transporte do tempo contínuo
n	sinal de ruído
N	Número de amostras
P	Modelo do processo
P_d	Modelo do processo de perturbação do FSP
P_u	Modelo do processo do FSP
P_r	Modelo do processo do SDTC
P_q	Modelo de perturbação real
Q	Sinal de perturbação
q	sinal de perturbação
r	Referência
V	Filtro de robustez
u	sinal de controle
U	Sinal de controle
T_s	Tempo de amostragem
TV	Variação total do sinal de controle
y	Saída do processo
Y	Sinal de saída
δ_u	Índice de robustez
λ_u	Atraso do modelo de processo
λ_d	Atraso do modelo de perturbação
β	Parâmetro de sintonia do filtro $H(z)$
α	Parâmetro de sintonia do filtro $H(z)$
β_q	Parâmetro de sintonia do filtro $H_q(z)$
α_q	Parâmetro de sintonia do filtro $H_q(z)$

μ

Média do sinal de controle

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Estado da Arte	17
1.2	Justificativa	19
1.3	Objetivos	20
<i>1.3.1</i>	<i>Objetivo Geral</i>	20
<i>1.3.2</i>	<i>Objetivos Específicos</i>	20
1.4	Organização do trabalho	20
2	CONTROLE DE PROCESSOS COM ATRASO DE TRANSPORTE . .	22
2.1	Preditor de Smith	22
2.2	Preditor de Smith filtrado	24
2.3	Preditor de Smith filtrado simplificado	25
3	SISTEMAS DE CONTROLE <i>FEEDFORWARD</i>	27
3.1	Controle Feedforward para Sistemas sem Atraso de Transporte	27
3.2	Controle Feedforward para Sistemas com Atraso de Transporte	30
<i>3.2.1</i>	<i>Preditor de Smith Filtrado com ação Feedforward (FSP FF)</i>	31
<i>3.2.2</i>	<i>Compensador de atraso de transporte simplificado com ação feedforward (SDTC FF)</i>	32
4	NOVA FORMULAÇÃO DO SFSP COM AÇÃO <i>FEEDFORWARD</i> . . .	36
4.1	Modelo de Processos	36
4.2	Formulação do SFSP com ação <i>Feedforward</i>	37
4.3	Sintonia do Controlador Proposto	39
<i>4.3.1</i>	<i>Sintonia do ganho de feedback k_c</i>	41
<i>4.3.2</i>	<i>Implementação estável de $S(z)$</i>	41
<i>4.3.3</i>	<i>Sintonia do filtro de robustez $V(z)$</i>	41
<i>4.3.4</i>	<i>Sintonia do ganho de referência k_r</i>	42
<i>4.3.5</i>	<i>Sintonia do ganho de feedforward k_q</i>	42
<i>4.3.6</i>	<i>Sintonia do ganho direto k_f</i>	42
<i>4.3.7</i>	<i>Implementação estável de $S_q(z)$</i>	43
4.4	Análise de Robustez	44
4.5	Recomendações para sintonia do controlador	45

5	EXEMPLOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTO	46
5.1	Simulações	46
5.1.1	<i>Processo estável</i>	47
5.1.2	<i>Controle de concentração em um reator - Processo instável</i>	50
5.2	Experimento	54
5.3	Comentários	60
6	CONCLUSÕES	62
	REFERÊNCIAS	63

1 INTRODUÇÃO

O desenvolvimento tecnológico tem impulsionado o crescimento acentuado de processos automatizados e autônomos. Estes processos, na maioria dos casos, sofrem com a ação de perturbações e distúrbios que incidem sob sua operação. Estes fenômenos fazem com que o sistema tenda a ter variações em seus pontos de operação, diferente do desejado a priori. Desta forma, cada vez mais tem-se a necessidade do desenvolvimento de ferramentas e estratégias que garantam boa operação e confiabilidade destes sistemas.

A boa atenuação de perturbações é um dos problemas existentes mais predominantes no controle de processos (GARCÍA-MAÑAS *et al.*, 2021). Apesar de ser possível ajustar controladores de ação *feedback* para atenuar os efeitos produzidos por perturbações, eles apresentam limitações, de forma que a extinção adequada do efeito de perturbação não seja satisfatória em algumas situações. A partir disso, o uso de estruturas de controle *feedforward* em um esquema de controle por ação *feedback* ajuda a alcançar a rejeição esperada (ÅSTRÖM *et al.*, 2006).

De modo geral, o objetivo da estrutura *feedforward* é compensar o efeito de uma perturbação mensurável antes que seu efeito indesejado seja refletido na saída do processo. Apesar dessa estratégia também ser utilizada para melhorar o desempenho de estruturas no seguimento de referência (PICCAGLI; VISIOLI, 2009; VISIOLI, 2004).

Ao analisar a relevância de sistemas de controle que conseguem lidar bem com distúrbios e perturbações em processos industriais, pode-se notar que isto proporciona melhorias que vão desde aumento da confiabilidade de operação até vantagens de cunho econômico, uma vez que estes sistemas de controle estão diretamente relacionados com a qualidade dos produtos finais nesses processos, diminuição dos custos de produção e operação, economia de energia etc. Por este motivo, a rejeição de perturbação em controle de processos é um tema de grande relevância (Albertos *et al.*, 2015). Este trabalho tem como foco principal a utilização de estruturas *feedforward* para rejeitar perturbações mensuráveis em processos com atraso de transporte.

1.1 Estado da Arte

Em processos onde se é possível mensurar esses distúrbios, sua rejeição consegue ser melhorada de forma significativa fazendo uso de estruturas *feedforwarding*, uma vez que se consegue atuar de forma breve nessa interferência. Muitos trabalhos nos últimos anos foram desenvolvidos no âmbito dessa problemática de controle (DAVISON, 1973; GUZMÁN;

HÄGGLUND, 2011a; SILVA *et al.*, 2018), porém poucos lidam com processos que possuem atraso de transporte (RODRÍGUEZ *et al.*, 2016; RODRÍGUEZ *et al.*, 2016; ALVES LIMA *et al.*, 2019; RODRÍGUEZ *et al.*, 2020; Sanz *et al.*, 2021; GARCÍA-MAÑAS *et al.*, 2021).

Diversos tipos de processos industriais possuem atrasos de transporte em sua dinâmica, essa característica pode causar a deterioração ou até mesmo levar para a instabilidade, a depender da sintonia do controlador, esses sistemas em malha fechada quando se utiliza controladores tradicionais, como proporcional-integral-derivativo (PID), devido a margem de fase ser afetada pelo atraso do sistema. Uma das primeiras e mais conhecidas estratégias utilizadas para lidar com essa problemática foi o preditor de Smith (SP, do inglês *Smith predictor*), proposto em (SMITH, 1957), que trata a saída do modelo em forma de previsão para compensar esse atraso de transporte. Desde então, muitos trabalhos foram desenvolvidos utilizando as propriedades do SP.

Uma das principais variações do SP foi o preditor de Smith filtrado (FSP, do inglês *filtered Smith predictor*), cuja premissa consta na inclusão de um filtro na estrutura de previsão para: (i) melhorar as propriedades de robustez em malha fechada, (ii) rejeitar diferentes tipos de distúrbios e (iii) garantir estabilidade robusta para processos integradores em malha aberta e processos instáveis (NORMEY-RICO; CAMACHO, 2007a; NORMEY-RICO; CAMACHO, 2009). Muitos outros controladores baseados em preditores e observadores estendidos para sistemas com atraso de transporte podem ser encontrados na literatura (CASTILLO *et al.*, 2019; CASTILLO; GARCÍA, 2021).

Na literatura também encontram-se estruturas de controle baseadas em um preditor estável, denominado preditor generalizado (GP) (GARCÍA; ALBERTOS, 2013a; LIU *et al.*, 2017). Os resultados foram generalizados para processos estáveis em malha aberta, integradores e instáveis. Uma série de outros trabalhos também foram desenvolvidos recentemente para lidar com processos desse tipo, utilizando estruturas baseadas no controle de rejeição de perturbação ativa (ADRC, do inglês *active disturbance rejection control*), que basicamente faz uso de observadores de estados estendidos para compensar o efeito de distúrbios e incertezas (GENG *et al.*, 2019; ZHANG *et al.*, 2020).

Os trabalhos (TORRICO *et al.*, 2013; TORRICO *et al.*, 2018; TORRICO *et al.*, 2021) apresentam regras de sintonia mais simples para o FSP, fazendo uso de uma estrutura semelhante, porém com menos parâmetros para sintonizar, estratégia essa que foi chamada de preditor de Smith filtrado simplificado (SFSP, do inglês *simple filtered Smith predictor*). Em

(TORRICO *et al.*, 2013), a estrutura foi aplicada para sistemas de primeira ordem, enquanto a abordagem de (TORRICO *et al.*, 2018) lida com processos de ordem superior, porém toda sua formulação foi construída utilizando funções de transferência. O trabalho (TORRICO *et al.*, 2021), além de lidar com sistemas de ordem elevada e de fase não mínima, tem sua formulação construída em espaço de estados, o que entrega maior simplicidade para sintonia do controlador para os mais diversos sistemas e ordens. O SFSP permitiu a obtenção de resultados melhores ou equivalentes quando se comparado com outras estruturas baseadas em preditores no que diz respeito à rejeição de perturbação e atenuação de ruídos.

O trabalho de (RODRÍGUEZ *et al.*, 2016) propõe uma variação do FSP com ação *feedforward* para distúrbios mensuráveis. A proposta acrescenta à topologia convencional do FSP uma estrutura *feedforward*, incluindo o modelo de perturbação e um filtro que é utilizado como parâmetro de ajuste. Em (ALVES LIMA *et al.*, 2019), foi utilizado o mesmo conceito de (RODRÍGUEZ *et al.*, 2016), porém o esquema de controle base foi o SDTC (SDTC, do inglês *simple dead-time control*) para processos de primeira ordem com atraso de transporte proposto em (TORRICO *et al.*, 2016). Nesta segunda abordagem, obtiveram-se melhores resultados de rejeição de perturbação com um filtro de robustez de ordem inferior.

Em (RODRÍGUEZ *et al.*, 2020) é proposto uma metodologia de sintonia de controle *feedforward* que faz uso de modelos de processo de baixa ordem. Já em (GARCÍA-MAÑAS *et al.*, 2021), é feita uma comparação entre regras de sintonia recentemente publicadas para controladores com ação *feedforward* por meio de simulações e experimentos.

Neste cenário, com o intuito de obter melhores resultados para rejeição de distúrbios em processos em que se consegue mensurá-los, esta dissertação propõe uma nova estrutura *feedforward* para o SFSP. A principal contribuição é a adição de um ganho estático direto na malha *feedforward*, para que assim se possa lidar antecipadamente com a ação da perturbação antes de seus efeitos na saída medida da planta. Além disso, a estrutura proposta apresenta um novo método de sintonia baseado nos trabalhos de (GARCÍA; ALBERTOS, 2013b; LIU *et al.*, 2017), com menos parâmetros e menor complexidade quando comparado com as propostas de (RODRÍGUEZ *et al.*, 2016; ALVES LIMA *et al.*, 2019).

1.2 Justificativa

Estratégias de controle de processos que possuam uma boa resposta a rejeição de perturbação, sejam industriais ou de outras áreas, é um tema de extrema importância. Assim,

além de aumentar a confiabilidade do sistema, acarreta na diminuição de perdas e situações indesejadas nos processos.

1.3 Objetivos

1.3.1 *Objetivo Geral*

O trabalho visa propor uma estrutura de controle para sistemas com atraso de transporte baseada no preditor de Smith filtrado simplificado (SFSP) que consiga melhor lidar com perturbações que possam ser mensuradas.

1.3.2 *Objetivos Específicos*

- Propor uma estrutura de controle *feedforward* para o Preditor de Smith Filtrado Simplificado.
- Propor uma metodologia alternativa de implementação estável para o SFSP com ação *feedforward*.
- Implementar o Preditor de Smith Filtrado Simplificado com ação *Feedforward* em um protótipo de uma incubadora neonatal.

1.4 Organização do trabalho

O trabalho encontra-se estruturado em 5 capítulos, incluindo este de "INTRODUÇÃO", que apresenta uma visão geral das partes importantes da pesquisa, como a problemática, justificativa, objetivos e métodos.

O capítulo 2, "CONTROLE DE PROCESSOS COM ATRASO DE TRANSPORTE", apresenta uma breve revisão de controladores utilizados para lidar com sistemas com atraso de transporte, dando ênfase nas estruturas que mais influenciam a proposta.

O capítulo 3, "SISTEMAS DE CONTROLE *FEEDFORWARD*", tem como objetivo principal dar entendimento de como a ação *feedforward* pode ser utilizada em estruturas de controle para rejeição de perturbação. São apresentadas metodologias para processos sem atraso de transporte e com atraso de transporte, que é o foco principal deste trabalho.

No capítulo 4, "NOVA FORMULAÇÃO DO SFSP COM AÇÃO *FEEDFORWARD*", toda metodologia de desenvolvimento da estrutura de controle proposta é apresentada, bem como

sua análise de robustez e recomendações sobre a melhor forma de sintonia do controlador.

No capítulo 5, "EXEMPLOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTO", é apresentado o desempenho da proposta em comparação com outros controladores da literatura recente com o intuito de firmar sua validade. Um experimento é realizado em um protótipo de incubadora neonatal utilizando o controlador proposto, a fim de mostrar a viabilidade em sua implementação.

Por fim, o capítulo 6, "CONCLUSÃO", contém alguns pontos de vista e observações de acordo com o trabalho desenvolvido. São apresentadas algumas sugestões de melhorias como trabalhos futuros.

2 CONTROLE DE PROCESSOS COM ATRASO DE TRANSPORTE

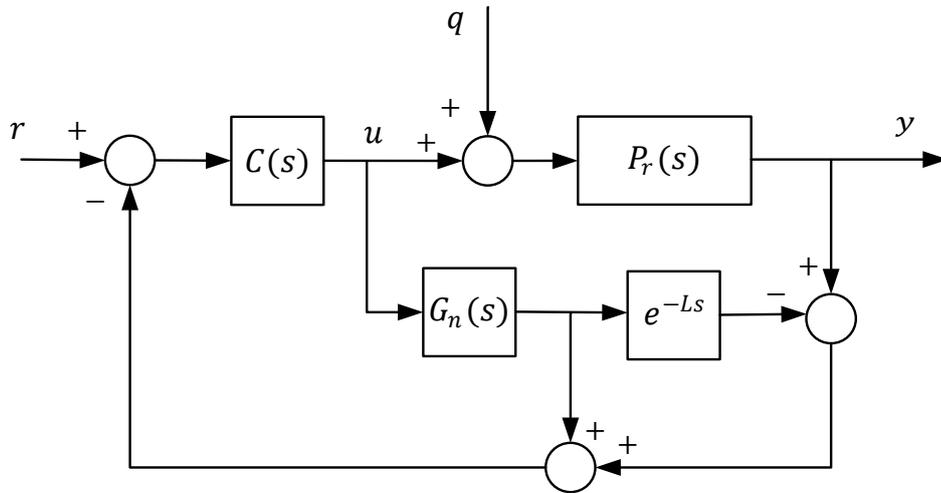
Em diversos contextos, abrangendo desde processos industriais até outras esferas, é comum deparar-se com a presença intrínseca de atrasos de transporte em suas dinâmicas. Esses atrasos têm origem na transferência de energia, no tempo de processamento de informações, nos fenômenos de transporte em massa e até mesmo no acúmulo de defasagens temporais em dinâmicas aparentemente simples (NORMEY-RICO; CAMACHO, 2007b). Além desses cenários, é válido mencionar que, em certos contextos, a fase não mínima e a dinâmica de resposta lenta também podem ser adequadamente modeladas como atrasos de transporte. Nesse sentido, a compreensão e a mitigação desses atrasos revelam-se de extrema importância para o desenvolvimento e otimização de sistemas.

Essa característica acaba se tornando um obstáculo para realização do controle desses sistemas, pois muitas vezes esse fenômeno pode causar um mau seguimento de referência, funções regulatórias ruins, comportamento oscilatório da saída e em alguns casos levar o sistema à instabilidade (KIRTANIA; CHOUDHURY, 2012). Uma das tratativas para solucionar este problema é utilizando estruturas que compensem esse atraso de transporte (NORMEY-RICO; CAMACHO, 2007b).

2.1 Preditor de Smith

Apesar de controladores convencionais conseguirem lidar com a existência de atraso de transporte em processos, o Preditor de Smith, proposto em (SMITH, 1957), foi uma das primeiras estratégias utilizadas que leva em consideração o atraso em sua formulação, e assim consegue melhorar o controle para esse tipo de sistema. Essa estrutura de controle faz uso de um modelo do processo para realizar previsões e compensar o atraso de transporte existente no sistema. Sua estrutura pode ser vista na Figura 1.

Figura 1 – Estrutura do preditor de Smith.



Fonte: adaptado de (NORMEY-RICO; CAMACHO, 2007b)

Na estrutura apresentada no domínio s do preditor de Smith, os sinais r , u , q e y são respectivamente os sinais de referência, controle, perturbação e saída.

O processo é definido por $P_r(s)$, e seu modelo sem o atraso de transporte é dado por $G_n(s)$ e seu atraso é definido por L . Caso não se tenha erro de modelagens ou distúrbios, a saída do processo será idêntica a do modelo, viabilizando assim o projeto do controlador sem atraso de transporte. Dessa forma, para o caso nominal, a estrutura do preditor de Smith oferece as mesmas condições de desempenho caso a não houvesse atraso de transporte na saída (NORMEY-RICO; CAMACHO, 2007b).

As equações do preditor de Smith são dadas por:

$$H_{yr}(s) = \frac{C(s)P_n(s)}{1 + C(s)G_n(s)}, \quad (2.1)$$

$$H_{yq}(s) = P_n(s) \left[1 - \frac{C(s)P_n(s)}{1 + C(s)G_n(s)} \right], \quad (2.2)$$

$$C_{eq}(s) = \frac{C(s)}{1 + C(s)(G_n(s) - P_n(s))}. \quad (2.3)$$

A estrutura em questão, apesar de possuir premissa fundamental para solução de estratégias de controle para sistemas com atraso de transporte, sofre de algumas problemáticas que acabam inviabilizando sua implementação em plantas instáveis e integradoras.

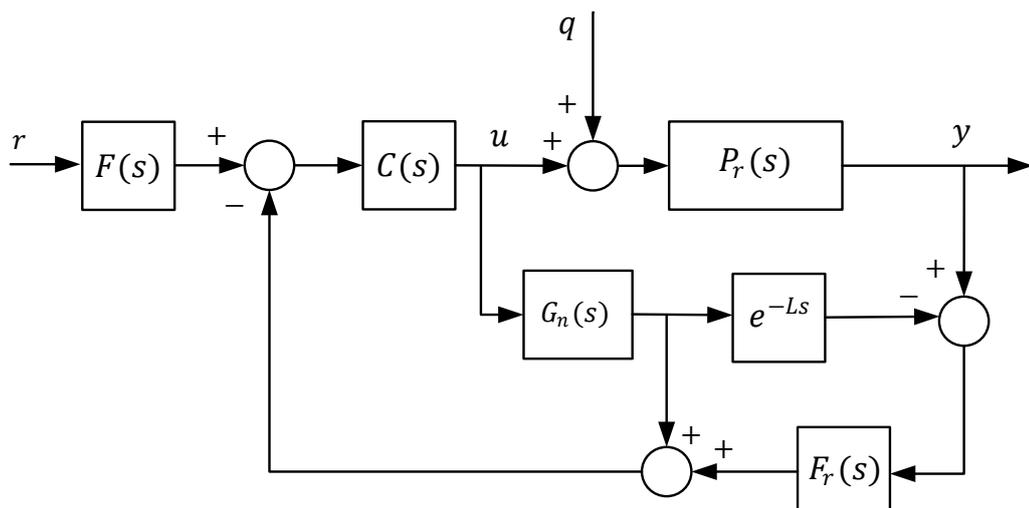
A estrutura do SP em malha fechada é internamente instável, para processos instáveis de malha aberta e não rejeita perturbações para processos integradores. A causa disto, é que os polos de malha aberta para processos instáveis e integradores aparecem no numerador do controlador equivalente como mostrado na equação (2.3).

Apesar de possuir alguns problemas, a estrutura do preditor de Smith desencadeou uma serie de estudos na área de controle de sistemas com atraso, que a partir de sua premissa outras estruturas foram formuladas buscando sanar os problemas iniciais da estrutura. Estas novas formulações conseguem ser aplicadas a plantas com características estáveis, instáveis e integradoras em malha aberta.

2.2 Preditor de Smith filtrado

Uma variação do preditor de Smith que resolve o problema de aplicação para plantas instáveis e integradoras é o preditor de Smith filtrado proposto no domínio s em (NORMEY-RICO; CAMACHO, 2009). Além de poder ser aplicado em plantas estáveis, instáveis e integradoras, a adição de um filtro, chamado de filtro de robustez, na estrutura resolve o problema da instabilidade interna para processos instáveis e integradores, além de permitir a atenuação de perturbações para processos integradores. A estrutura é apresentada como segue,

Figura 2 – Estrutura do preditor de Smith filtrado.



Fonte: adaptado de (NORMEY-RICO; CAMACHO, 2009)

onde $P_r(s)$ é o processo, $G_n(s)$ é o modelo do processo sem atraso de transporte e L o atraso de transporte. $C(s)$ é o controlador primário, e geralmente o autor o define como um PI ou PID,

a depender da ordem e característica do processo. Um filtro de referência $F(s)$ é adicionado a estrutura para melhorar sua resposta de seguimento de referência e por fim um filtro de robustez $F_r(s)$ é utilizado para lidar com a problemática de instabilidade interna e atenuar as perturbações que incidem no sistema, como citado anteriormente.

As equações que relacionam os sinais de entrada e saída do controlador são dadas por:

$$H_{yr}(s) = \frac{F(s)C(s)P_r(s)}{1 + C(s)G_n(s)}, \quad (2.4)$$

$$H_{yq}(s) = P_n(s) \left[1 - \frac{C(s)P_r(s)F_r(s)}{1 + C(s)G_n(s)} \right], \quad (2.5)$$

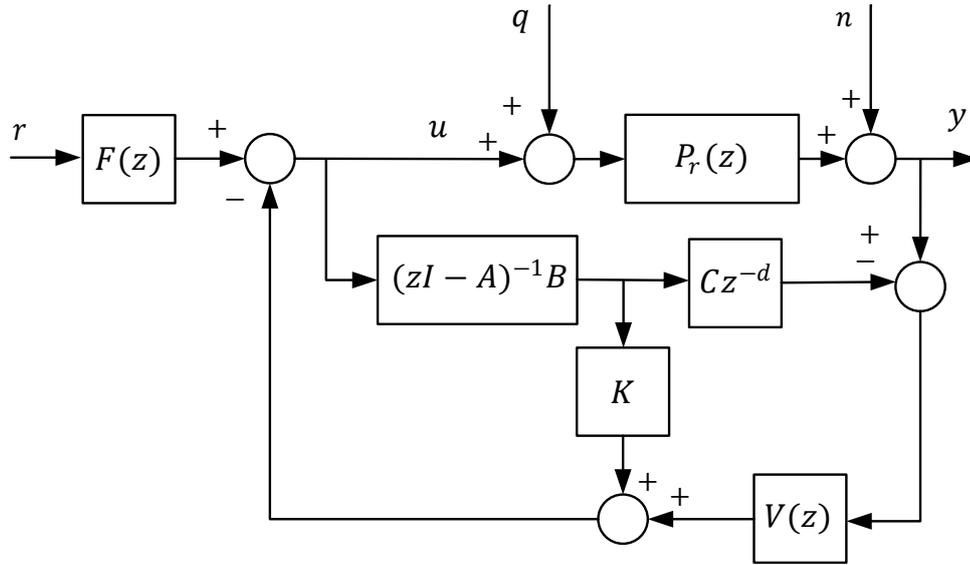
$$C_{eq}(s) = \frac{C(s)}{1 + C(s)(G_n(s) - P_r(s)F_r(s))}. \quad (2.6)$$

A equação (2.5) mostra a influencia direta da ação do filtro de robustez $F_r(s)$ para rejeição de perturbações. Como mencionado anteriormente, a estrutura ilustrada na 2 é internamente instável e necessita de uma estrutura de implementação para processos instáveis e integradores de malha aberta.

2.3 Preditor de Smith filtrado simplificado

Em (TORRICO *et al.*, 2013) foi proposta uma estrutura alternativa do FSP baseada em ganhos e no domínio de tempo discreto, chamada de preditor de Smith filtrado simplificado, porem esta estrutura apenas lidava com modelos de primeira ordem. Em (TORRICO *et al.*, 2016; TORRICO *et al.*, 2018), uma estrutura do SFSP foi proposta capaz de ser implementada com modelos de qualquer ordem. Em (TORRICO *et al.*, 2021), foi proposta uma estrutura do SFSP baseada em modelos em espaço de estados. A Figura 3 apresenta o controlador proposto em 2021.

Figura 3 – Estrutura do preditor de Smith filtrado simplificado no domínio de tempo discreto.



Fonte: adaptado de (TORRICO *et al.*, 2021)

Assim como o FSP, o SFSP possui um filtro de referência $F(z)$ e de robustez $V(z)$. O que difere ambos é a forma de sintonia do filtro de robustez e que diferentemente do FSP, para seguimento de referência, o SFSP utiliza apenas um ganho, reduzindo assim a complexidade desse parâmetro. Além disso, o controlador de realimentação das estruturas são diferentes, enquanto o FSP utiliza um PI ou PID, a depender do tipo e ordem do processo, o SFSP faz uso apenas de um ganho. Outra diferença importante é o uso de uma abordagem em espaço de estados (TORRICO *et al.*, 2021), assim as equações que relacionam a entrada e a saída do SFSP são definidas da seguinte forma:

$$H_{yr}(z) = F(z)C(zI - A + BK)^{-1}Bz^{-d}, \quad (2.7)$$

$$H_{yq}(z) = C(zI - A)^{-1}Bz^{-d}[1 - C(zI - A + BK)^{-1}Bz^{-d}V]. \quad (2.8)$$

Esta proposta, possui todas as vantagens do FSP, sendo baseada em ganhos o que torna sua síntese menos complexa. Sabe-se que a complexidade dos parâmetros de um controlador depende diretamente da ordem do modelo do processo. Desse modo, o SFSP, tem como vantagem parâmetros mais simples, quando comparado com outros controladores, considerando modelos de ordem elevada.

3 SISTEMAS DE CONTROLE *FEEDFORWARD*

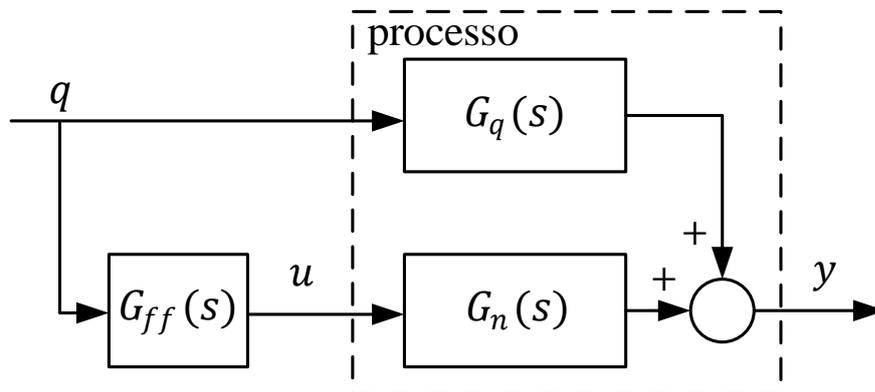
As estratégias de controle *feedforward* são comumente utilizadas para lidar com os efeitos causados por perturbações que possam ser mensuradas, isso oferece a possibilidade de realizar ações de controle antecipadas, antes que essa influência seja refletida na saída do processo (VILANOVA *et al.*, 2009), evitando assim a propagação do erro produzido pela perturbação. Esta possibilidade o torna um complemento bastante poderoso junto a controladores de ação *feedback*.

Neste capítulo são apresentadas algumas das estruturas e metodologias de controle *feedforward*. Estas estruturas lidam com rejeição de perturbações mensuráveis. Nesse contexto, são mostrados sistemas para casos com e sem atraso de transporte, que é o foco principal deste trabalho.

3.1 Controle Feedforward para Sistemas sem Atraso de Transporte

A possibilidade de mensurar os modelos de perturbações que influenciam os processos torna viável a utilização de estruturas que consigam tirar proveito dessa possibilidade. Assim, pode-se então utilizar estratégias de controle que consigam atuar antes que esses distúrbios influenciem a saída. O princípio dessa metodologia, que é chamada de *feedforward*, é ilustrada na Figura 4 (ÅSTRÖM *et al.*, 2006).

Figura 4 – Estrutura de controle clássica *feedforward*



Fonte: adaptado de (ÅSTRÖM *et al.*, 2006)

onde $G_n(s)$ é o modelo do processo, $G_q(s)$ é o modelo de perturbação e $G_{ff}(s)$ o controlador de ação *feedforward*.

Pode-se descrever o processo da seguinte forma:

$$Y(s) = G_n(s)U(s) + G_q(s)Q(s), \quad (3.1)$$

onde $Y(s)$, $U(s)$ e $Q(s)$ são os sinais de saída, controle e perturbação respectivamente, utilizando a transformada de Laplace.

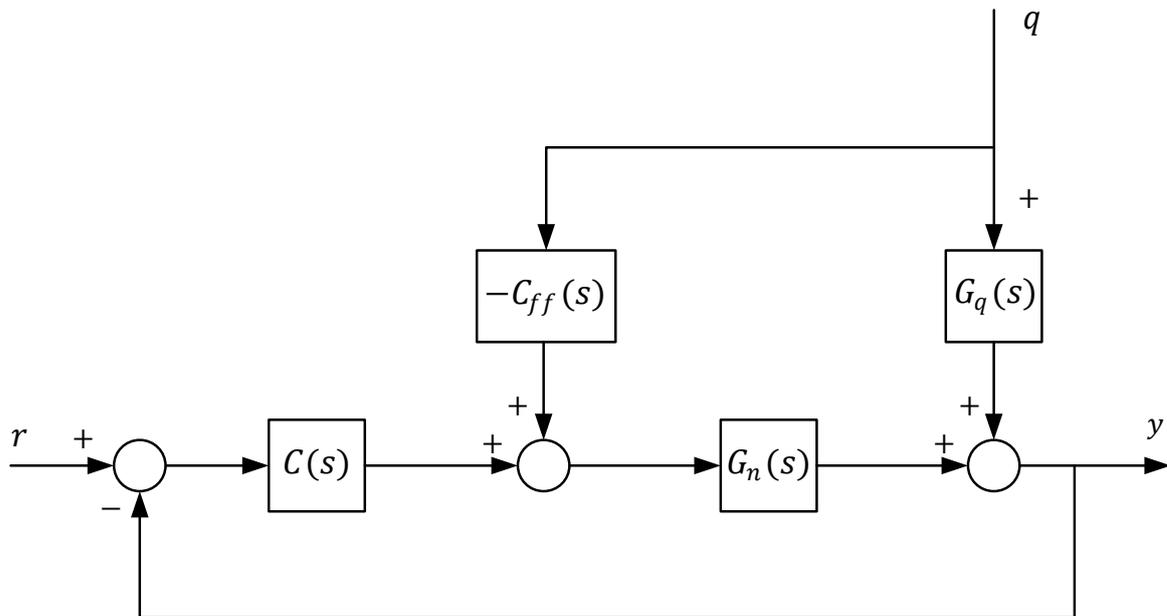
O controlador *feedforward*, como explicado anteriormente, considera com a influência da perturbação sobre o sistema. Logo, tem-se a necessidade de realizar a modelagem da perturbação que afetará o mesmo para fazer uso desta estratégia. Como seu projeto é baseado em um modelo, entende-se facilmente que sua precisão é equivalente à precisão do modelo identificado.

A necessidade do modelo de perturbação para sua síntese faz com que o controlador *feedforward* seja menos utilizado que o controlador de ação *feedback*.

O controlador de ação *feedback* pode causar instabilidade ao processo, enquanto que o com ação *feedforward* não gera problemas de instabilidade. Assim, para a obtenção de um bom sistema de controle, é desejável combinar ambas as estruturas (ÅSTRÖM *et al.*, 2006).

Um exemplo de combinação dos controladores de ação *feedback* e *feedforward* é apresentado na Figura 5.

Figura 5 – Estrutura de controle de ação *feedback* e *feedforward*



Fonte: adaptado de (GARCÍA-MAÑAS *et al.*, 2021)

De acordo com a estrutura, o compensador *feedforward* ideal pode ser calculado da

seguinte forma:

$$G_{ff}(s) = \frac{G_q(s)}{G_n(s)}. \quad (3.2)$$

Dessa forma, o compensador *feedforward* é calculado para remover o efeito de perturbação que afeta o sistema tal que a ação *feedforward* é adicionada ao sinal de controle do controlador de ação *feedback*.

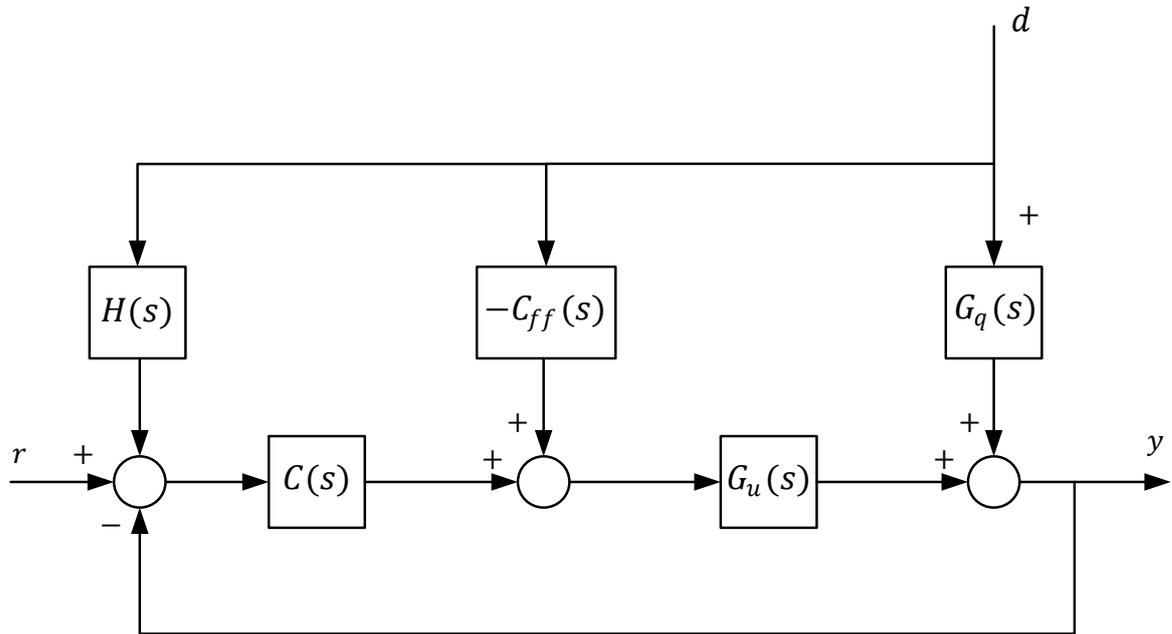
Problemas de implementação podem surgir devido os polos e zeros dos modelos do processo e de perturbação (RODRÍGUEZ *et al.*, 2014). Uma alternativa para solucionar este tipo de problema é reduzir o controlador para um ganho estático como apresentado em (ÅSTRÖM *et al.*, 2006). Quando tem-se a necessidade de realizar modificação na estrutura *feedforward*, uma ação de controle deteriorada pode acabar surgindo, uma vez que a rejeição de perturbação perfeita não é alcançada no seu caso nominal (GUZMÁN; HÄGGLUND, 2011b).

Quando não é possível obter o controlador *feedforward* ideal, duas abordagens diferentes podem ser encontradas na literatura, uma com os controladores de ação *feedback* e *feedforward* acoplados e outra com o desacoplamento deles.

A primeira consiste em ajustar o controlador *feedforward* considerando os parâmetros do controlador de ação *feedback*. Nos trabalhos apresentados em (RODRÍGUEZ *et al.*, 2020; VERONESI *et al.*, 2017), o controlador *feedforward* utiliza parâmetros do controlador de realimentação, diferentemente da ideia ideal do compensador *feedforward*.

A outra abordagem é baseada no desacoplamento do controlador de ação *feedback* e do controlador *feedforward* (HAST; HÄGGLUND, 2014; RODRÍGUEZ *et al.*, 2013). Essa abordagem é viabilizada utilizando o esquema de controle não iterativo apresentado em (BROSILOW; JOSEPH, 2002), conforme mostrado na Figura 6.

Figura 6 – Estrutura de controle *feedforward* sem iteração.



Fonte: adaptado de (BROSILOW; JOSEPH, 2002)

Nessa estrutura apresentada na Figura 6, o esquema não iterativo é obtido pela inclusão do filtro $H(s)$, que é definido por:

$$H(s) = G_d(s) - G_u(s)G_{ff}(s). \quad (3.3)$$

Isso permite que o efeito do modelo de perturbação mensurável seja removido do controlador de ação *feedback*. Dessa forma, os controladores de ação *feedback* e *feedforward* podem ser ajustados individualmente.

Outras dificuldades de projeto dessas estruturas são encontradas quando os modelos de perturbação de processo contém atraso de transporte. Estratégias para lidar com essa problemática são apresentadas na seção a seguir.

3.2 Controle Feedforward para Sistemas com Atraso de Transporte

A existência do atraso de transporte na dinâmica de processos é muito frequente. Assim como na dinâmica dos processos, esse fenômeno surge também nos modelos de perturbação que influenciam esses sistemas. Logo, espera-se que seja feito uso de estruturas de controle que consigam lidar bem com sistemas e perturbações com atraso de transporte.

As relações de entrada-saída e seu índice de robustez são definidos por:

$$H_{yr}(s) = \frac{F_r(s)C(s)P_r(s)}{1 + C(s)G_n(s)}, \quad (3.4)$$

$$H_{yd}(s) = \frac{F_{dr}(s)G_q(s)C(s)P_r(s)}{1 + C(s)G_n(s)}, \quad (3.5)$$

$$\delta_u^{max}(\omega) = \left| \frac{1 + C(j\omega)G_n(j\omega)}{F_{sp}(j\omega)C(j\omega)G_n(j\omega)} \right| > dP_r(\omega). \quad (3.6)$$

Sendo δ_u o índice de robustez e dP_u o limite de incerteza multiplicativa.

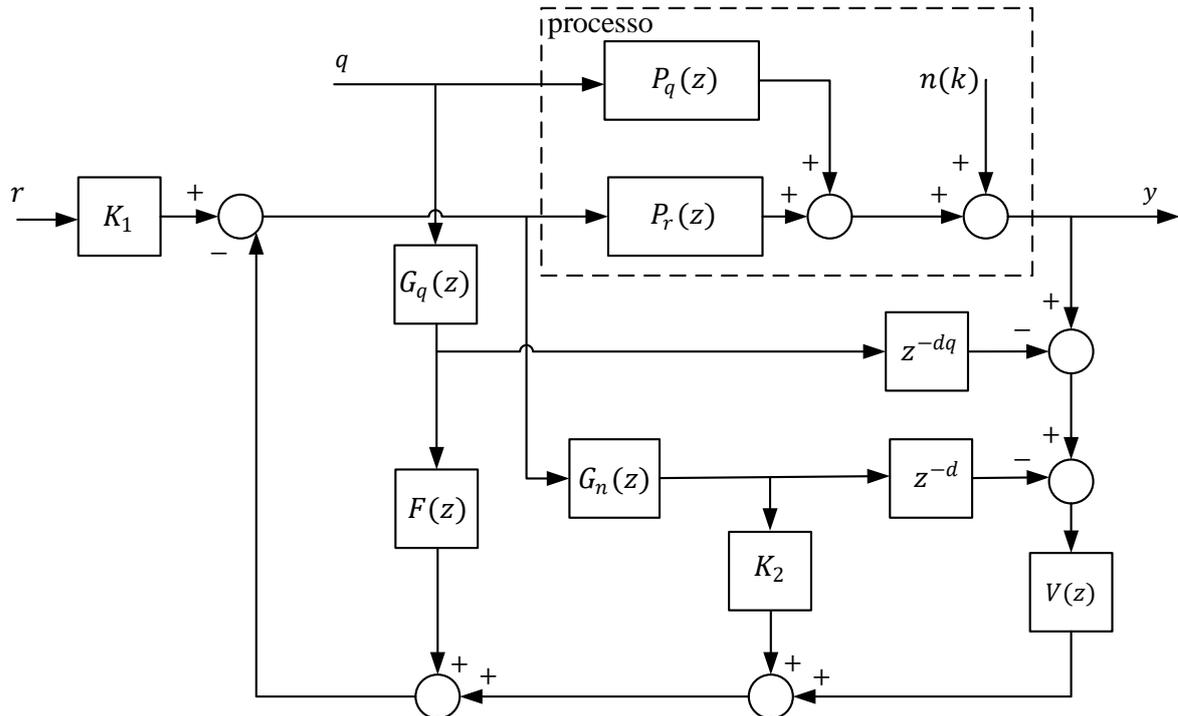
As equações das relações de entrada e saída explicita a influência que o filtro $F_{dr}(s)$ possui na ação de rejeição de perturbação e robustez do processo sem afetar $H_{yr}(s)$.

Apesar da utilização da estrutura da Figura 7 para análise do controlador, a mesma dispõe de alguns problemas de implementação em processos instáveis e integradores, por ser internamente instável nesses casos. Por este motivo, uma segunda estrutura de implementação é utilizada e apresentada em (RODRÍGUEZ *et al.*, 2016) para lidar com essa problemática, utilizando estratégias de cancelamento de polos afim de viabilizar a implementação do sistema.

3.2.2 Compensador de atraso de transporte simplificado com ação *feedforward* (SDTC FF)

O trabalho de (ALVES LIMA *et al.*, 2019), apresenta um compensador de atraso de transporte com ação *feedforward* para processos de primeira ordem com perturbações mensuráveis. O estudo, como o apresentado na seção anterior, é feito adicionando uma estrutura de controle exclusiva para lidar com a perturbação mensurada. Sua topologia é exibida na Figura 8, onde $G_n(z)$ é o modelo do processo nominal sem atraso, $P_r(z)$ representa o processo real, d_n é o atraso de transporte nominal do processo, K_1 e K_2 são ganhos e $V(z)$ é o filtro de robustez, que compõe a estrutura clássica do SDTC. A estrutura *feedforward* da proposta é composta de $G_q(z)$ que é o modelo de perturbação sem atraso, $P_q(z)$ representa o modelo de perturbação real, d_q é o atraso de transporte nominal do modelo de perturbação e $F(z)$ é um filtro utilizado para tratar a perturbação.

Figura 8 – Estrutura de controle SDTC FF.



Fonte: adaptado de (ALVES LIMA *et al.*, 2019)

Os modelos nominais do processo e de perturbação são representados respectivamente por $P_r(z) = G_n(z)z^{-d_n}$ e $P_q(z) = G_q(z)z^{-d_q}$.

As funções de transferência da estrutura em questão em malha fechada são

$$H_{yr}(z) = \frac{K_1 P_r(z)}{1 + K_2 G_n(z)}, \quad (3.7)$$

$$H_{yq}(z) = P_q(z) - \frac{F(z)G_q(z)P_r(z)}{1 + K_2 G_n(z)}, \quad (3.8)$$

$$H_{un}(z) = \frac{-V(z)}{1 + K_2(z)G_n(z)}, \quad (3.9)$$

$$I_r(\omega) = \left| \frac{1 + V(z)G_n(z)}{V(z)G_n(z)} \right|_{z=e^{j\omega T_s}} > \bar{\delta}P(e^{j\omega T_s}), \quad (3.10)$$

onde $I_r(\omega)$ é definido como o índice de robustez, T_s é o tempo de amostragem ($0 < \omega < \pi/T_s$) e $\bar{\delta}P(e^{j\omega T_s})$ é o limite superior da norma de incerteza multiplicativa.

Nesta estrutura, os ganhos K_1 e K_2 são calculados para o ajuste da resposta de seguimento de referência. A sintonia desses parâmetros leva em consideração o ganho e o polo da planta, utilizando um outro único parâmetro para ajuste da resposta do sistema.

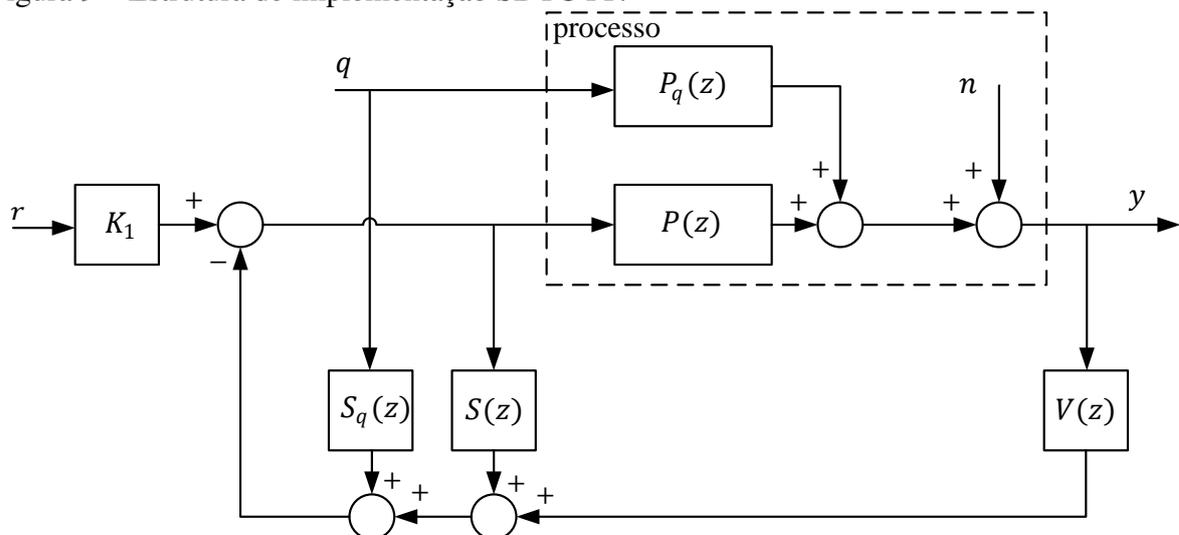
O filtro $F(z)$ é sintonizado para garantir rejeição de perturbação, que é mensurável de acordo com as pré-definições do sistema. O autor propõe um filtro de primeira ordem com a seguinte formulação

$$F(z) = \frac{f_0 + f_1 z^{-1}}{1 - \alpha z^{-1}}, \quad (3.11)$$

onde f_0 e f_1 são calculados de forma a garantir rejeição a perturbações do tipo degrau e cancelar os efeitos do polo do modelo de perturbação. Já o parâmetro α é ajustado para definir a característica da curva de rejeição, se mais rápida ou mais lenta. A robustez do controlador é conquistada através da sintonia de $V(z)$.

A estrutura conceitual do SDTC FF, assim como a do FSP FF, possui problemas na sua implementação para os casos instáveis e integradores, por ser internamente instável. Como abordado em (TORRICO *et al.*, 2016; TORRICO *et al.*, 2018), uma solução para este problema foi proposta para processos sem ação *feedforward*. Sabendo disso, uma estrutura que resolve este problema foi também utilizada para o SDTC com ação *feedforward* (ALVES LIMA *et al.*, 2019), que é apresentada na Figura 9.

Figura 9 – Estrutura de implementação SDTC FF.



Fonte: adaptado de (ALVES LIMA *et al.*, 2019)

Esta estrutura, permite que facilmente possam ser encontradas as condições para lidar com processos estáveis, instáveis e integradores de tempo morto. As funções de transferência de $S(z)$ e $S_q(z)$ são dadas por

$$S(z) = G_n(z)K_2(z) - V(z)P_n(z), \quad (3.12)$$

$$S_q(z) = G_q(z)F(z) - P_q(z)V(z). \quad (3.13)$$

A estrutura de implementação para casos instáveis e integradores do SDTC FF é solucionada através da utilização de decomposição em frações parciais em $S(z)$ e um filtro FIR (do inglês *finite impulse response*).

Em comparação com o primeiro controlador apresentado, o FSP FF, o SDTC apresenta uma metodologia de controle menos complexa, com menos parâmetros para serem definidos. Além disso, o SDTC FF, utiliza um ganho como seu filtro de referência, evitando o integrador explícito encontrado no FSP FF.

4 NOVA FORMULAÇÃO DO SFSP COM AÇÃO *FEEDFORWARD*

Nesse capítulo será apresentada a formulação do Preditor de Smith filtrado simplificado com ação *feedforward*, toda a metodologia de sintonia, a análise de robustez da estrutura e recomendações da melhor maneira de sintonizar o controlador em questão, aja visto que o ajuste de parâmetros possui uma relação acoplada de agressividade-robustez.

4.1 Modelo de Processos

Por definição, pode-se assumir que a saída de um processo com atraso de transporte, onde se conhece o modelo de perturbação, é descrita da seguinte forma (ÅSTRÖM *et al.*, 2006)

$$Y(s) = G(s)e^{-Ls}U(s) + G_q(s)e^{-L_q s}Q(s), \quad (4.1)$$

onde

$$G(s) = \frac{nG(s)}{dG(s)}, \quad (4.2)$$

$$G_q(s) = \frac{nG_q(s)}{dG_q(s)}, \quad (4.3)$$

são, respectivamente, os modelos do processo e de perturbação sem atraso no domínio s . Por sua vez, L e L_q são os atrasos de transporte do modelo do processo e de perturbação, respectivamente.

Para processos instáveis e integradores, admite-se que a dinâmica da perturbação possui a mesma característica do processo, logo, considera-se que $dG(s) = dG_q(s)$. Portanto, para fins de simulação, uma realização mínima (ROSENBROCK, 1970) de (4.1) é obtida por

$$Y(s) = G(s)e^{-L_q s}(e^{-(L-L_q)s}U(s) + K_{pq}Q(s)) \quad (4.4)$$

onde

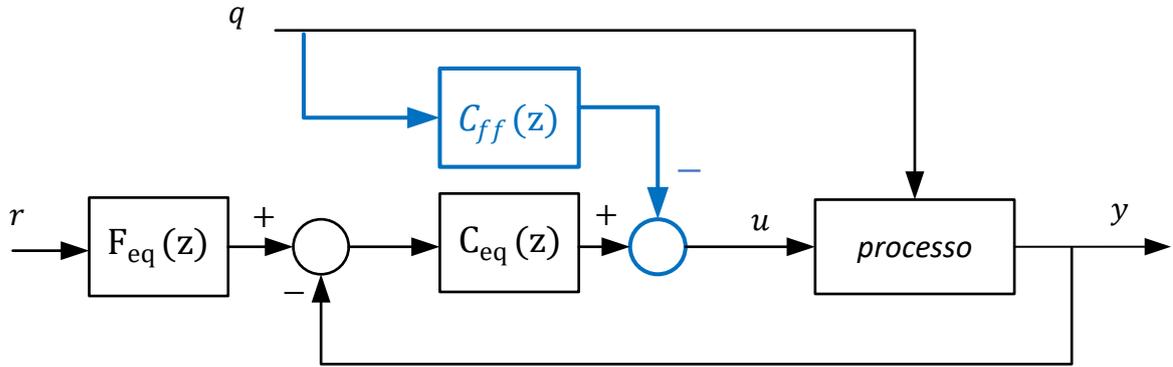
$$K_{pq} = \frac{G_q(s)}{G(s)} = \frac{nG_q(s)}{nG(s)}. \quad (4.5)$$

Com isso, a partir de (4.1), pode-se obter as seguintes funções de transferência no domínio z :

$$P(z) = G(z)z^{-d} = \frac{nG(z)}{dG(z)}z^{-d} = \frac{b}{z-a}z^{-d}, \quad (4.6)$$

Para melhor compreensão do controlador em questão, a estrutura conceitual proposta pode ser reduzida a uma estrutura conceitual equivalente de dois graus de liberdade (2DOF, do inglês *2 degrees of freedom*) com ação *feedforward*, conforme a Figura 12

Figura 12 – Estrutura conceitual equivalente.



Fonte: o autor.

onde

$$C_{eq}(z) = \frac{V(z)}{1 + S(z)}, \quad (4.15)$$

$$C_{ff}(z) = \frac{S_q(z)}{1 + S(z)}, \quad (4.16)$$

$$F_{eq}(z) = \frac{k_r}{V(z)}. \quad (4.17)$$

A seguir a metodologia de sintonia do controlador é analisada em mais detalhes.

4.3 Sintonia do Controlador Proposto

A metodologia utilizada para sintonia do controlador proposto tem como principio a apresentada em (LIU *et al.*, 2017), que faz uso de um filtro auxiliar $H(z)$ definido da seguinte forma

$$H(z) = \frac{nH(z)}{dH(z)} = \frac{(z - \alpha)z}{(z - \beta_1)(z - \beta_2)}, \quad (4.18)$$

onde α , β_1 e β_2 são parâmetros de sintonia livres.

Desse modo, foi então reformulado o método de síntese do controlador apresentado em (TORRICO *et al.*, 2018) para processos de primeira ordem, com o intuito de tornar este processo mais sucinto no que diz respeito a definição de parâmetros.

A construção da metodologia parte da análise da equação (4.11) em termos de numerador e denominador. Assim, tem-se que

$$\tilde{S}(z) = \frac{nG(z)}{dG(z)} \left(k_c - \frac{nV(z)}{dV(z)} z^{-d} \right). \quad (4.19)$$

Adicionando o filtro auxiliar $H(z)$ à expressão (4.19), obtém-se

$$\tilde{S}(z) = k_c \frac{nG(z)nH(z)}{dV(z)dH(z)} \left(\frac{dV(z)dH(z)}{dG(z)nH(z)} - \frac{dH(z)nV(z)}{dG(z)nH(z)} z^{-d} \right) \quad (4.20)$$

Com isso, pode-se então definir as funções de transferência $T(z)$, $\tilde{G}(z)$ e $G^*(z)$:

$$T(z) = \frac{nG(z) \cdot nH(z)}{dV(z)dH(z)} = \frac{nG(z) \cdot nH(z)}{dF(z)}, \quad (4.21)$$

$$\tilde{G}(z) = \frac{dV(z)dH(z)}{nH(z) \cdot dG(z)} = \tilde{C}(zI - \tilde{A})^{-1} \tilde{B}, \quad (4.22)$$

$$G^*(z) = \frac{(dH(z) \cdot nV(z))/k_c}{nH(z) \cdot dG(z)} = \frac{nG^*(z)}{nH(z) \cdot dG(z)} = \tilde{C} \tilde{A}^d (zI - \tilde{A})^{-1} \tilde{B}, \quad (4.23)$$

onde os pares (\tilde{A}, \tilde{B}) e (\tilde{A}, \tilde{C}) são, respectivamente, controláveis e observáveis.

Pode-se definir $M(z)$ da seguinte forma:

$$M(z) = \tilde{G}(z) - G^*(z)z^{-d}, \quad (4.24)$$

Assim, fazendo uso da formulação de (GARCÍA; ALBERTOS, 2013b; LIU *et al.*, 2017; TORRICO *et al.*, 2021) pode-se reescrever a equação (4.24) da seguinte maneira:

$$M(z) = \tilde{C}(zI - \tilde{A})^{-1} \tilde{B} - \tilde{C} \tilde{A}^d (zI - \tilde{A})^{-1} \tilde{B} z^{-d} = \sum_{i=1}^d \tilde{C} \tilde{A}^{i-1} \tilde{B} z^{-i}. \quad (4.25)$$

em que $M(z)$ é um filtro FIR (do inglês, *finite impulse response*), pela definição de atraso distribuído em (ZHONG, 2006).

Por fim, pode-se reescrever a equação (4.11), da seguinte forma:

$$\tilde{S}(z) = k_c T(z) M(z) \quad (4.26)$$

A metodologia de sintonia apresentada tem como foco principal a implementação estável do preditor. Dessa forma, esse procedimento se torna menos complexo quando comparado com a metodologia apresentada em (TORRICO *et al.*, 2021), devido a não necessidade de realizar a decomposição em frações parciais para a composição da realização mínima de $S(z)$, no caso $\tilde{S}(z)$. Além disso, a metodologia apresentada não traz a necessidade de realizar o cancelamento de polos. Pois, com a realização estável de $S(z)$, os polos do modelo do processo $P(z)$ não aparecem no numerador de $C_{eq}(z)$, em (4.15).

Portanto, o ajuste da sintonia é feito apenas com a definição dos parâmetros que compõem o filtro $H(z)$, em (4.18). A partir disso, todos os outros parâmetros podem ser calculados analiticamente.

4.3.1 Sintonia do ganho de feedback k_c

O ganho de realimentação k_c , como visto na Figura 10, é projetado com o intuito de garantir rejeição de perturbações. Para isso, nesse procedimento adiciona-se um polo integrador em $z = 1$ na equação (4.15) do controlador equivalente $C_{eq}(z)$. Dessa forma, analisando o denominador de $C_{eq}(z)$ para $z = 1$, pode-se obter o parâmetro k_c :

$$1 + S \Big|_{z=1} = 1 + k_c T(1)M(1) = 0, \quad (4.27)$$

$$k_c = \frac{-1}{T(1)M(1)}. \quad (4.28)$$

4.3.2 Implementação estável de $S(z)$

A implementação estável de $S(z)$ é realizada a partir da equação (4.29)

$$\tilde{S}(z) = k_c T(z)M(z) \quad (4.29)$$

Assim, sendo $T(z)$ e $M(z)$ estáveis, pode-se então garantir estabilidade interna na estrutura de implementação da Figura 11.

4.3.3 Sintonia do filtro de robustez $V(z)$

O filtro de robustez $V(z)$ é obtido em função do filtro auxiliar $H(z)$, em decorrência da definição de $G^*(z)$ em (4.23). Assim:

$$V(z) = k_c \frac{dH(z)nV(z)}{dF(V)} = k_c \frac{nG^*(z)}{dF(z)} \quad (4.30)$$

4.3.4 Sintonia do ganho de referência k_r

O ganho de referência k_r é projetado de forma a garantir erro zero em regime permanente, ou seja, que F_{eq} tenha ganho estático unitário. Sua expressão é definida a partir da equação (4.17)

$$\begin{aligned} F_{eq} \Big|_{z=1} &= \frac{k_r}{V(1)} = 1 \\ k_r &= V(1) \end{aligned} \quad (4.31)$$

4.3.5 Sintonia do ganho de feedforward k_q

Os ganhos da estrutura de *feedforward* devem ser calculados de forma a melhorar a resposta transitória de rejeição de perturbação e obter um controlador *feedforward* internamente estável. A partir desta condição, o ganho de *feedforward* é calculado pela seguinte condição da equação (4.12):

$$S_q \Big|_{z=p_q} = [k_f + G_q(z)(k_q - V(z)z^{-\min(d_q, d)})]z^{-\max(0, d_q - d)} = 0. \quad (4.32)$$

Assim, a partir da equação (4.13) para $d \geq d_q$, tem-se:

$$S_q \Big|_{z=p_q} = k_f + G_q(p_q) \cdot k_q - G_q(p_q) \cdot V(p_q) \cdot p_q^{-d_q} = 0 \quad (4.33)$$

$$\begin{aligned} k_q - V(p_q) \cdot p_q^{d_q} &= k_f \frac{dG_q(p_q)}{nG_q(p_q)} \\ k_q &= V(p_q) \cdot p_q^{-d_q}, \end{aligned}$$

e para $d_q > d$, a partir da equação (4.14), tem-se:

$$S_q \Big|_{z=p_q} = [k_f + G_q(z)(k_q - V(z)z^{-d})]z^{-(d_q - d)} = 0 \quad (4.34)$$

$$\begin{aligned} k_q - V(p_q) \cdot p_q^{-d} &= k_f \frac{dG_q(p_q)}{nG_q(p_q)} \\ k_q &= V(p_q) \cdot p_q^{-d}. \end{aligned}$$

4.3.6 Sintonia do ganho direto k_f

Como já explicitado nas seções anteriores, a estrutura em questão dispõe de um ganho direto k_f que atua de forma instantânea no instante em que a perturbação inicia sua

influência sobre o sistema, fazendo com que sua rejeição seja acelerada. Este parâmetro é obtido através da seguinte condição da equação (4.12):

$$S_q(z) \Big|_{z=1} = [k_f + G_q(z)(k_q - V(z)z^{-\min(d_q, d)})]z^{-\max(0, d_q - d)} = 0 \quad (4.35)$$

Dessa forma, pode-se definir que

$$k_f = G_q(1)[V(1) - k_q] = G_q(1)[k_r - k_q] \quad (4.36)$$

4.3.7 Implementação estável de $S_q(z)$

Para a estrutura do controlador *feedforward*, o projeto base é análogo ao feito para estrutura do controlador de *feedback*. Logo, se faz necessário a definição de um filtro $H_q(z)$, assim:

$$H_q(z) = \frac{nH_q(z)}{dH(z)} = \frac{(z - \alpha_q)z}{(z - \beta_1)(z - \beta_2)} \quad (4.37)$$

onde α_q é um parâmetro que será obtido posteriormente.

Com isso, pode-se analisar a equação (4.12) de S_q em termos de numerador e denominador e incluir o filtro auxiliar H_q da seguinte forma

$$S_q(z) = \left[k_f + k_q \frac{nG_q(z)nH_q(z)}{dV(z)dH_q(z)} \left(\frac{dV(z)dH_q(z)}{dG_q(z)nH_q(z)} - \frac{nV(z)dH_q(z)}{dG_q(z)nH_q(z)k_q} z^{-\min(d_q, d)} \right) \right] z^{-\max(0, d_q - d)} \quad (4.38)$$

Assim, pode-se então definir $T_q(z)$, $\tilde{G}_q(z)$ e $G_q^*(z)$

$$T_q(z) = \frac{nG_q(z) \cdot nH_q(z)}{dV(z)dH_q(z)} = \frac{nG_q(z) \cdot nH_q(z)}{dF_q(z)}; \quad (4.39)$$

$$\tilde{G}_q(z) = \frac{dV(z)dH(z)}{nH_q(z) \cdot dG_q(z)} = \tilde{C}_q(zI - \tilde{A}_q)^{-1} \tilde{B}_q; \quad (4.40)$$

$$G_q^*(z) = \frac{(dH(z) \cdot nV(z))/k_q}{nH_q(z) \cdot dG_q(z)} = \tilde{C}_q \tilde{A}_q^d (zI - \tilde{A}_q)^{-1} \tilde{B}_q. \quad (4.41)$$

onde os pares $(\tilde{A}_q, \tilde{B}_q)$ e $(\tilde{A}_q, \tilde{C}_q)$ são, respectivamente, controláveis e observáveis.

Dessa forma, pode-se então definir $M_q(z)$

$$\tilde{M}_q(z) = \tilde{G}_q(z) - G_q^*(z)z^{-\min(d_q, d)}, \quad (4.42)$$

Utilizando um procedimento semelhante ao da obtenção de $M(z)$ em forma de filtro FIR, $M_q(z)$ resulta

$$M_q(z) = \tilde{C}_q(zI - \tilde{A}_q)^{-1}\tilde{B}_q - \tilde{C}_q\tilde{A}_q^{-\min(d_q, d)}(zI - \tilde{A}_q)^{-1}\tilde{B}_qz^{-\min(d_q, d)} = \sum_{i=1}^{\min(d_q, d)} \tilde{C}_q\tilde{A}_q^{i-1}\tilde{B}_qz^{-i}. \quad (4.43)$$

A implementação $\tilde{S}_q(s)$, para casos estáveis, é feita por meio da realização mínima da equação (4.12).

Em processos instáveis e integradores, a implementação de $\tilde{S}_q(s)$ acontece através de um procedimento de otimização. Assim, considerando que α_q deve ser tal que não ocorra erro de regime permanente, e que não há expressão analítica para obter seu valor, este parâmetro pode ser obtido pelo seguinte problema de otimização:

$$\min_{\alpha_q} J(\alpha_q) = |A_r - y_\infty(\alpha_q)|, \quad (4.44)$$

onde A_r é o valor da referência e y_∞ é a média de N amostras de $y(t)$ no regime permanente.

Desse modo, após a solução do problema de otimização, a realização estável de $S_q(z)$ pode ser obtida por

$$\tilde{S}_q(z) = k_f + k_q T_q(z) M_q(z) \quad (4.45)$$

4.4 Análise de Robustez

A análise de robustez do controlador proposto será feita por meio do limite da norma da incerteza multiplicativa, em que se utiliza uma incerteza multiplicativa para um determinado ponto de operação. Esta análise além de simples, deixa claro o comportamento do processo para diversas faixas de frequência e evidencia de forma gráfica a relação agressividade-robustez do processo. Pode-se então calcular essa métrica de robustez por (MORARI; ZAFIRIOU, 1989):

$$\overline{\delta P(\omega)} \geq |\delta P_i(e^{j\Omega})| = \left| \frac{P_i(e^{j\Omega}) - P(e^{j\Omega})}{P(e^{j\Omega})} \right|, \forall i, \quad (4.46)$$

onde $P(z)$ é o modelo nominal do processo, $P_i(z)$ é este processo para um certo ponto de operação i avaliado, $\delta P_i(z)$ é a incerteza multiplicativa acrescida ao processo, $\Omega = \omega T_s$, ω é a frequência que assume valores na faixa $0 < \omega < \pi/T_s$ e T_s é o período de amostragem.

Com isso, pode-se então aplicar o teorema geral de estabilidade robusta ao controlador proposto, quando:

$$I_r(\omega) = \frac{|1 + k_c G(e^{j\Omega})|}{|V(e^{j\Omega})G(e^{j\Omega})|} > \overline{\delta P(\omega)}, \quad (4.47)$$

o sistema é estável em malha fechada e $I_r(\omega)$ é um índice de robustez.

4.5 Recomendações para sintonia do controlador

O ajuste do SFSP com ação *feedforward* para processos com atraso de transporte tem como principal foco a rejeição de perturbações. Sua sintonia é feita através da escolha dos parâmetros que compõem o numerador e denominador do filtro $H(z)$, definido da equação (4.18).

A definição do numerador consiste na escolha de α , onde recomenda-se fazer $\alpha > 1$ e k_c de tal forma que satisfaça a seguinte igualdade:

$$|a - bk_c| < 1, \quad (4.48)$$

que é o módulo do polo de malha fechada da equação característica C_{eq} .

As raízes de $dH(z)$ são definidas tal que $0 < \beta_1 < 1$ e $0 < \beta_2 < 1$. Portanto, para uma resposta mais agressiva tem-se que $\beta_i \rightarrow 0$, e para se obter uma resposta mais robusta $\beta_i \rightarrow 1$.

Além disso, pode-se fazer $\beta_1 = \beta_2$, porém quando o objetivo é realizar um balanceamento entre rejeição de perturbação e atenuação de ruído recomenda-se que se faça $\beta_1 \neq \beta_2$.

Por fim, é importante ressaltar o acoplamento existente na sintonia dos parâmetros. Diferentemente da sintonia apresentada em (TORRICO *et al.*, 2021), este método não dispõe de parâmetros exclusivos de ajuste para robustez ou agressividade, ambos os termos possuem sua infalência de agressividade-robustez sob a resposta do sistema.

5 EXEMPLOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTO

5.1 Simulações

Serão apresentados três exemplos de simulação do controlador proposto, para processos estáveis, instáveis e integradores. A metodologia proposta é comparada com outras estruturas de controle da literatura recente.

É importante ressaltar que o ruído utilizado é do tipo ruído branco de banda limitada, cuja potência é definida pela densidade espectral de potência (PSD, do inglês *power spectral density*). O período de amostragem considerado para este ruído é o mesmo utilizado pelos controladores em cada exemplo.

Com o intuito de quantificar e medir o desempenho das estruturas, levou-se em consideração os índices de desempenho da rejeição de distúrbios, como integral do valor absoluto do erro (IAE), variação total (TV) do sinal de controle e variância de controle (CV), dados, respectivamente, pelas seguintes expressões:

$$IAE = \int_L^{\infty} |r(t) - y(t)| dt, \quad (5.1)$$

$$TV = \sum_{i=1}^N |u_{i+1} - u_i|, \quad (5.2)$$

$$CV = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N |u_i - \mu|^2. \quad (5.3)$$

onde L é o atraso de transporte de entrada no tempo contínuo, μ e N são a média do sinal de controle e o número de amostras, respectivamente.

A variância do controle (CV) é mensurada no início das simulações, quando o sistema em malha fechada está em regime permanente e no intervalo de tempo em que o ruído branco de banda limitada é adicionado à saída. A integral do valor absoluto do erro (IAE) e a variação total do sinal de controle (TV) são então calculados após o ruído para de afetar a saída do sistema.

5.1.1 Processo estável

Com o intuito de avaliar o desempenho do controlador proposto em processos estáveis de primeira ordem com atraso de transporte, foi utilizado um exemplo recentemente estudado em (RODRÍGUEZ *et al.*, 2020), onde o modelo do processo é descrito nas Equações (5.4) e (5.5).

$$P(s) = \frac{1}{s+1}e^{-s} \quad (5.4)$$

$$P_q(s) = \frac{0.5}{0.75s+1}e^{-0.25s} \quad (5.5)$$

As funções de transferência no tempo discreto equivalentes com período de amostragem $T_s = 0.25s$ são:

$$P(z) = \frac{0.2212}{z-0.7788}z^{-4} \quad (5.6)$$

$$P_q(z) = \frac{0.1417}{z-0.7165}z^{-1} \quad (5.7)$$

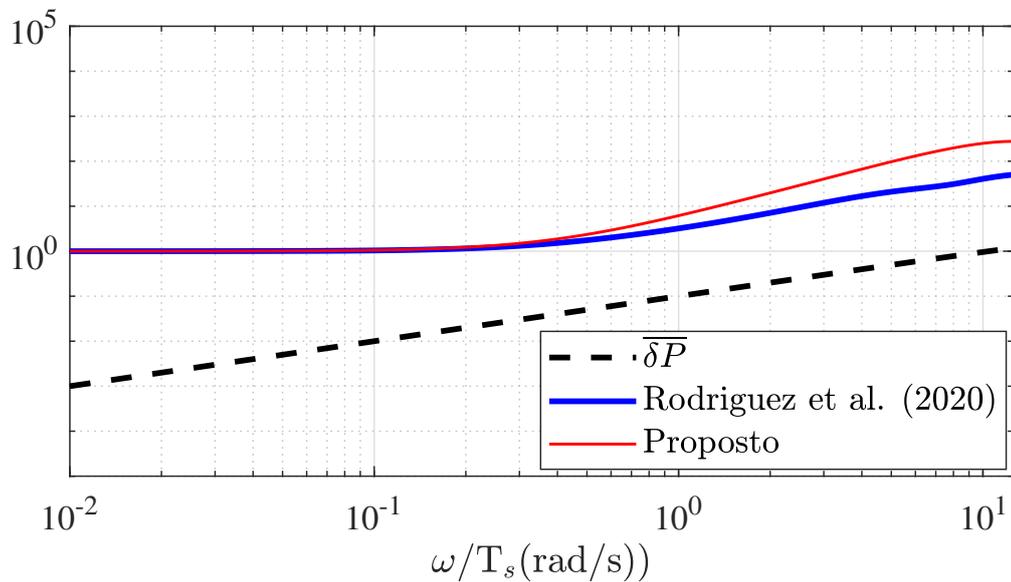
A sintonia do controlador, como já explicitada nas seções anteriores, é realizada através da definição de parâmetros do filtro $H(z)$ na equação (4.18). Assim, o filtro de sintonia do controlador proposto foi feita com $\beta_1 = 0.9$, $\beta_2 = 0.9$ e com $\alpha = 1.03$ obedecendo à condição de robustez definida em (4.47), considerando uma incerteza de +30% no atraso. Os parâmetros dos dois controladores comparados são apresentados na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros dos controladores.

	Ref. (RODRÍGUEZ <i>et al.</i> , 2020)	SFSP FF
Filtro de referência	-	2.0829
Controlador de realimentação	$\frac{0.25s+0.25s}{s}$	1.0829
Filtro de robustez	-	$\frac{1.5641z(z-0.9914)}{(z-0.98)(z-0.94)}$
k_f	-	0.9205
k_q	-	0.2419
Filtro <i>feedforward</i>	$\frac{0.41s+0.41}{0.75s+1}$	-

A Figura 13 apresenta os índices de robustez dos controladores comparados considerando uma incerteza de +30% no atraso de transporte.

Figura 13 – Processo estável - Curvas de robustez

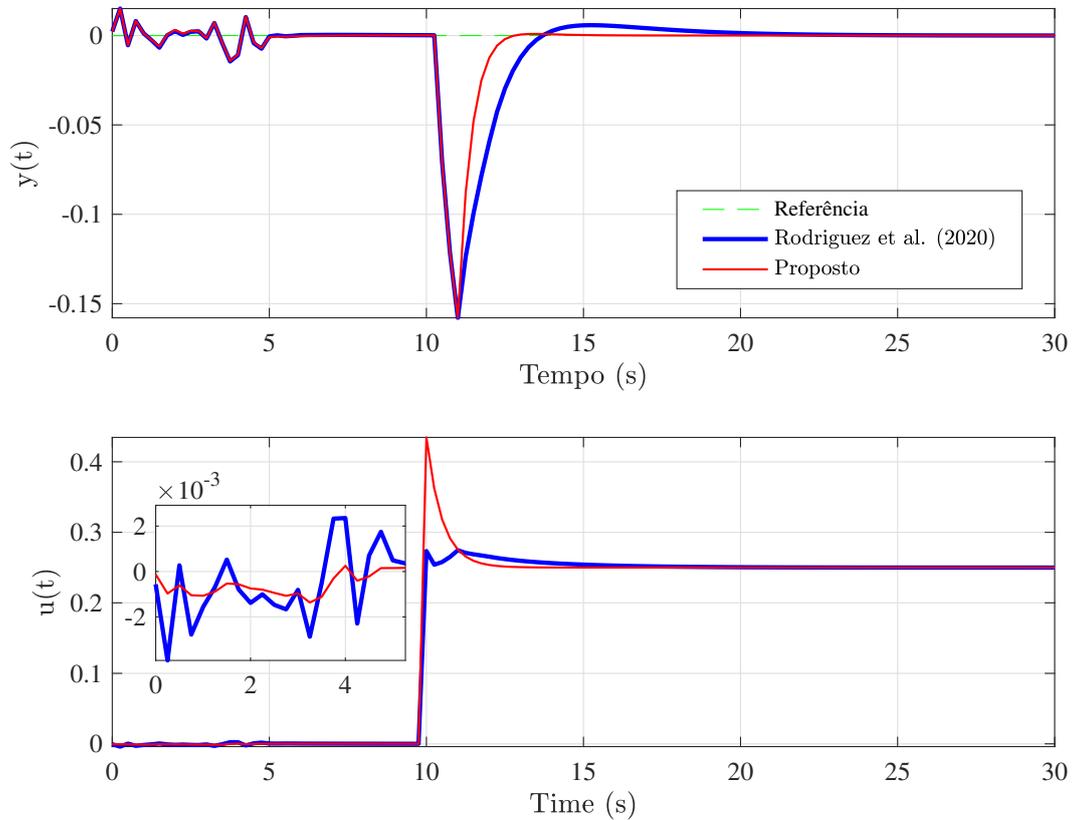


Fonte: o autor.

Nas simulações apresentadas, um ruído branco com potência de $1 \cdot 10^{-4}$ é adicionado à saída nos primeiros 5 segundos e uma perturbação do tipo degrau com amplitude de -0.5 é aplicada no processo em $t = 10$ segundos.

Os resultados de simulação dos controladores no tempo para o caso nominal são apresentados na Figura 14 e para o caso com incertezas no modelo são apresentados na Figura 15.

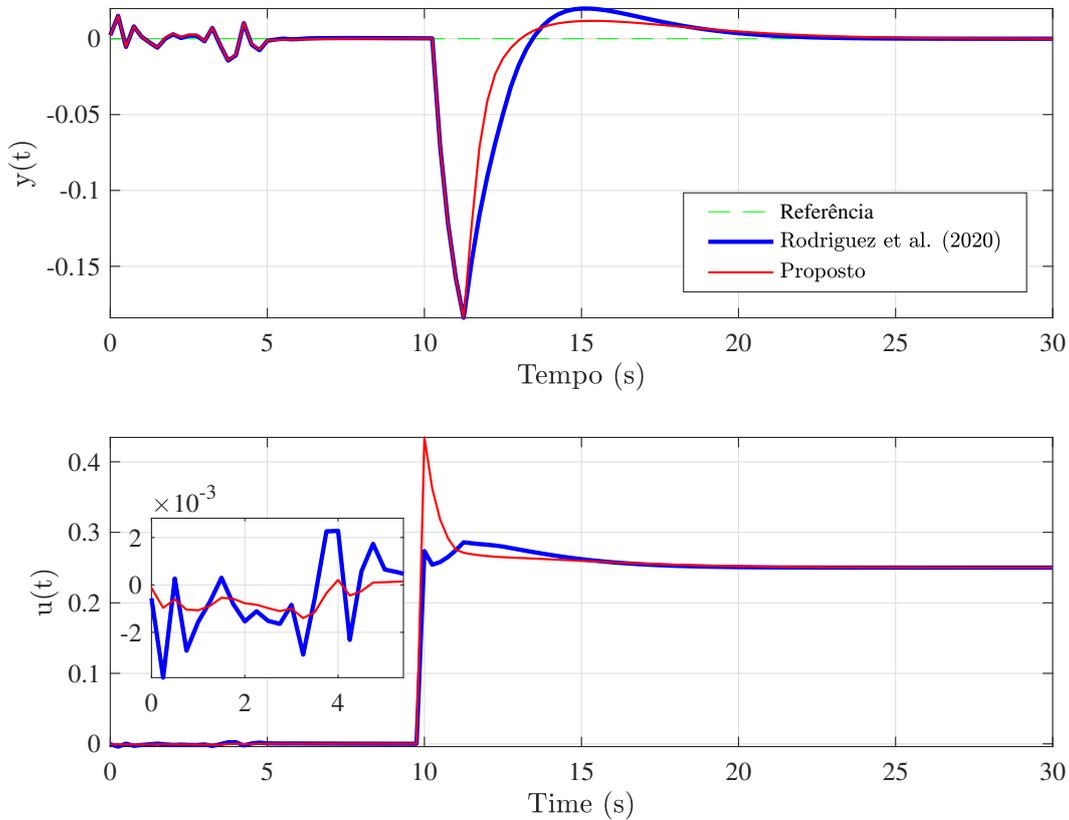
Figura 14 – Processo estável - Nominal



Fonte: o autor.

Apesar dos controladores comparados terem sido projetados com níveis de robustez semelhantes, o controlador proposto rejeita a perturbação mais rapidamente, como pode ser observado ao analisar os índices mostrados na Tabela 2. Devido o fato do controlador dispor de uma resposta mais agressiva, como esperado, o índice TV do controlador proposto é maior.

Figura 15 – Processo estável - Incerteza



Fonte: o autor.

Tabela 2 – Índices de desempenho - Processo estável.

	Caso nominal			Caso com incertezas		
	IAE	TV	CV	IAE	TV	CV
SFSP FF	0.067	0.185	$1.95 \cdot 10^{-7}$	0.20	0.185	$1.91 \cdot 10^{-7}$
(RODRÍGUEZ <i>et al.</i> , 2020)	0.165	0.065	$2.82 \cdot 10^{-6}$	0.28	0.088	$2.77 \cdot 10^{-6}$

5.1.2 Controle de concentração em um reator - Processo instável

Para avaliar o desempenho da estratégia proposta com processos instáveis, foi utilizado um exemplo com o modelo de um reator químico com uma mistura não ideal, apresentado em (RODRÍGUEZ *et al.*, 2016). Seu modelo não-linear é descrito pela equação (5.8).

$$\frac{dC(t)}{dt} = \frac{F(t)}{V} [C_i(t) - C(t)] - \frac{k_1 C(t)}{[k_2 C(t) + 1]^2} \quad (5.8)$$

onde $C_i(t)$ e $C(t)$ são as concentrações de entrada e saída, respectivamente, $F(t)$ é o fluxo de entrada e V é o volume do reator. Os valores dos parâmetros constantes do modelo são $k_1 = 10 \text{ l/s}$, $k_2 = 10 \text{ l/mol}$ e $V = 1 \text{ l}$.

Para fins de controle, $C(t)$ é a variável a ser controlada, $C_i(t)$ é a variável manipulada e $F(t)$ é a variável de perturbação. A linearização deste modelo em torno de seu ponto de operação possui as seguintes funções de transferência (RODRÍGUEZ *et al.*, 2016):

$$P(s) = \frac{3.433}{103.1s - 1} e^{-20s}, \quad (5.9)$$

$$P_q(s) = \frac{-206.9346}{103.1s - 1} e^{-10s}. \quad (5.10)$$

Discretizando os modelos com período de amostragem $T_s = 1$ s, obtemos as seguintes expressões:

$$P(z) = \frac{0.03364}{z - 1.01} z^{-20}, \quad (5.11)$$

$$P_q(z) = \frac{-2.017}{z - 1.01} z^{-10}. \quad (5.12)$$

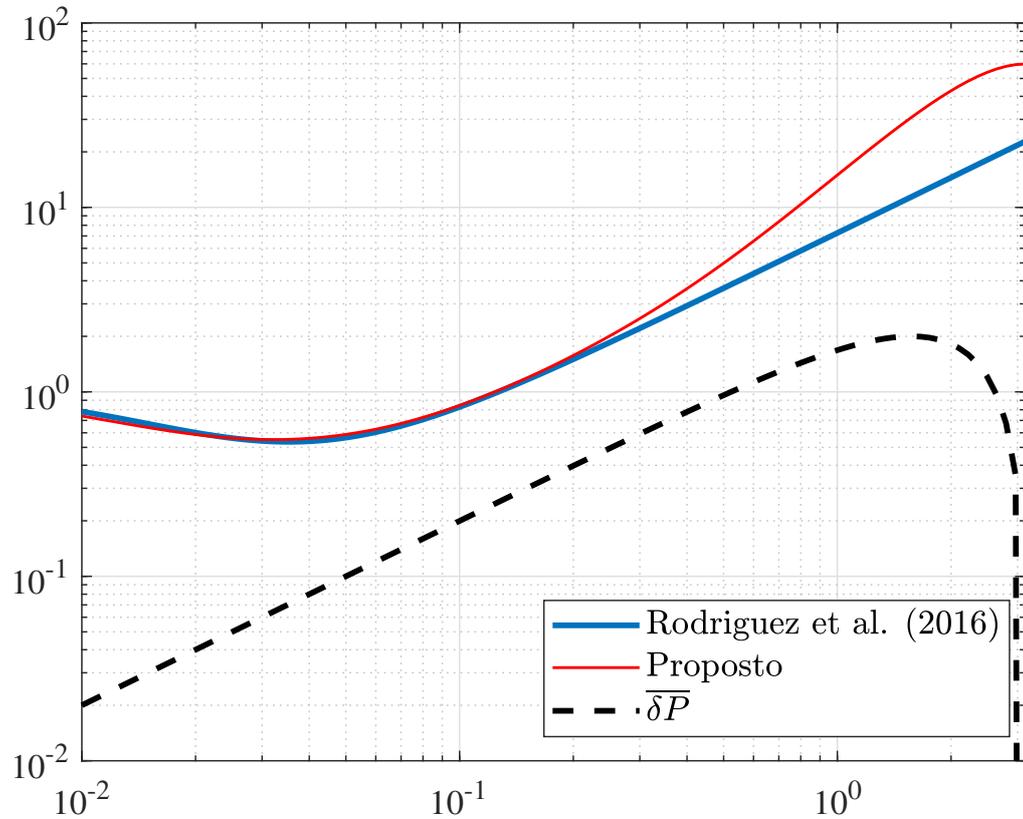
O filtro $H(z)$ do controlador proposto foi sintonizado com polos $\beta_1 = 0.98$, $\beta_2 = 0.94$ e com o zero $\alpha = 1.001$, obedecendo à condição de robustez (4.47). O parâmetro α_q foi obtido por meio de um processo de otimização, onde $\alpha_q = 1.0072$. Os parâmetros dos dois controladores comparados são apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros dos controladores.

	Ref. (RODRÍGUEZ <i>et al.</i> , 2016)	SFSP FF
Filtro de referência	$\frac{0.05719}{(z-0.9428)}$	11.2145
Controlador de realimentação	$\frac{1.208z^2 - 2.528z + 1.322}{(z-1)(z-0.946)}$	3.2945
Filtro de robustez	$\frac{1.649z^2 - 3.263z + 1.614}{(z-0.9512)^2}$	$\frac{1.5641z(z-0.9914)}{(z-0.98)(z-0.94)}$
k_f	-	-302.7835
k_q	-	12.6776
Filtro <i>feedforward</i>	$\frac{3.682z^2 - 7.242z + 3.56}{(z-0.9048)^2}$	-

A Fig. 16 apresenta os índices de robustez dos controladores comparados considerando uma incerteza de +10% no atraso de transporte.

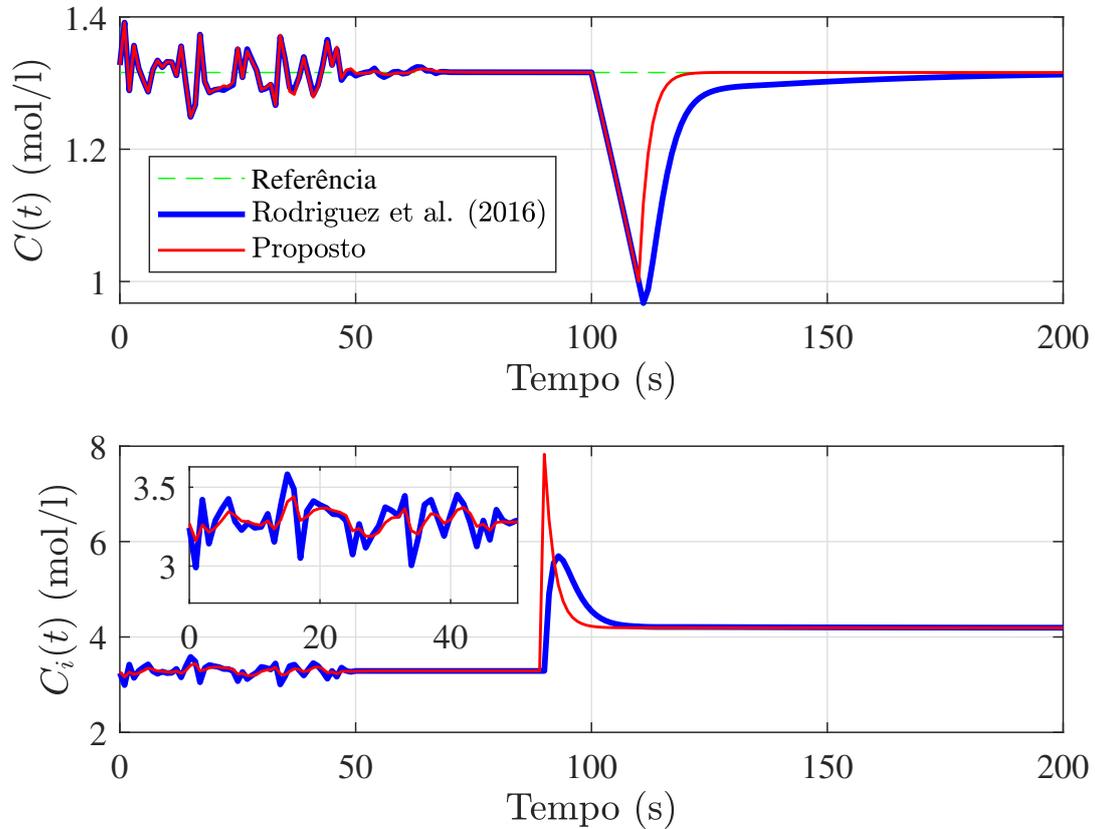
Figura 16 – Processo instável - Curvas de robustez.



Fonte: o autor.

Nas simulações, um ruído branco com potência de $1 \cdot 10^{-3}$ é adicionado à saída nos primeiros 50 segundos e uma perturbação de $F(t) = 0,015 \text{ l/s}$ é aplicada ao fluxo de entrada em $t = 100$ segundos. As respostas no tempo dos controladores para o caso nominal e para o caso com incertezas do modelo são apresentadas nas Figuras 17 e 18 respectivamente.

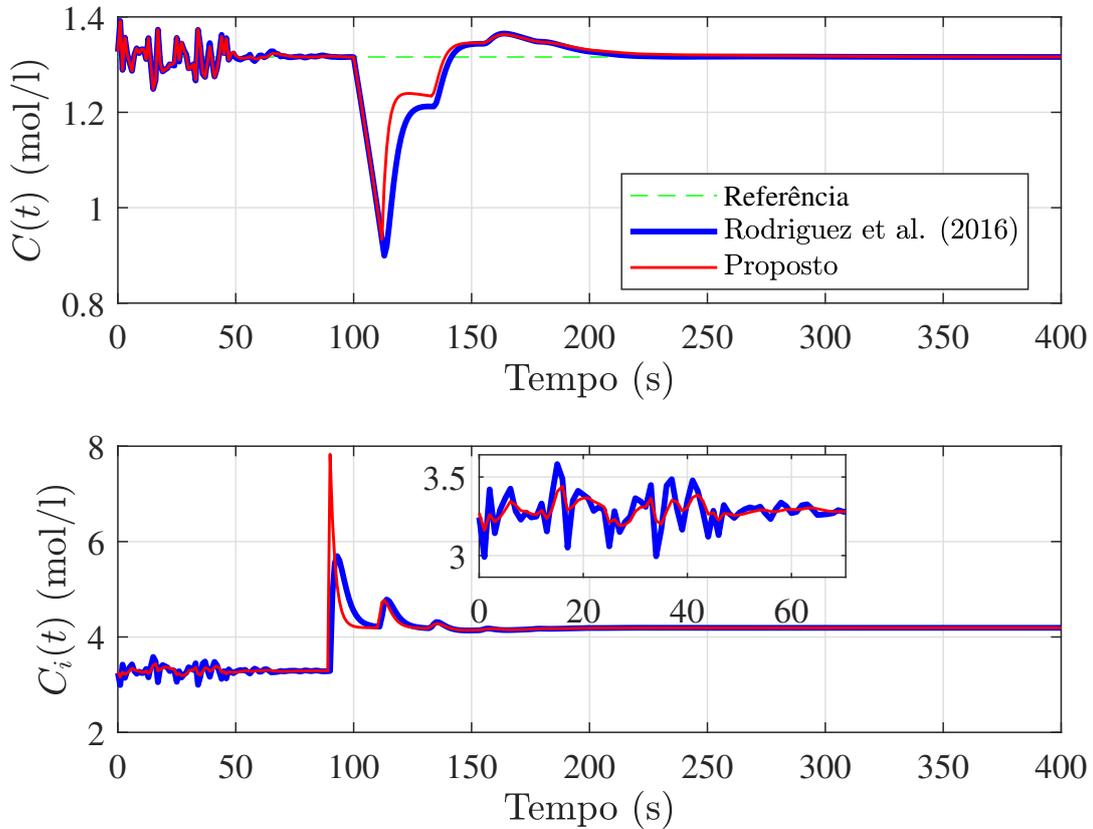
Figura 17 – Processo instável - Nominal



Fonte: o autor.

A partir dos resultados apresentados fica evidente que o controlador proposto apresenta rejeição de perturbação mais rápida, como pode ser comprovado por meio dos índices de desempenho apresentados na Tabela 4, onde os melhores índices estão em negrito. Mesmo com uma sintonia mais robusta, o controlador proposto apresenta melhores índices de TV, CV e IAE que o controlador de (RODRÍGUEZ *et al.*, 2016) em todos os cenários.

Figura 18 – Processo instável - Incerteza



Fonte: o autor.

Tabela 4 – Índices de desempenho - Processo instável.

	Caso nominal			Caso com incertezas		
	IAE	TV	CV	IAE	TV	CV
SFSP FF	0.6834	3.6381	0.0034	5.6371	5.126	0.0036
(RODRÍGUEZ <i>et al.</i> , 2016)	3.1074	3.9116	0.0151	7.0867	5.5039	0.0164

5.2 Experimento

A seção anterior apresentou a eficácia da metodologia de controle proposta neste trabalho por meio de exemplos de simulação de processos com atraso de transporte em que sua perturbação é mensurável, para casos estáveis e instáveis. Nesta seção, a metodologia de controle é implementada em um sistema experimental, composto por uma planta protótipo de uma incubadora neonatal comumente utilizado em Unidades de Terapia Intensiva Neonatal (NICU, do inglês *Neonatal Intensive Care Unit*).

De acordo o estudo realizado em (LIMA *et al.*, 2020), os cuidados com a termorregu-

lação de recém nascidos prematuros são fator de grande relevância para prevenção de morbidade neonatal, uma vez que as variações de temperatura podem prejudicar seu quadro clínico. Sabe-se que a exposição ao frio pode causar ao neonato problemas fisiológicos e metabólicos, principalmente no que diz respeito ao seu sistema respiratório. Outro problema de relevante relacionado ao controle de temperatura aplica-se aos neonatos considerados de extremo baixo peso, dos quais 50.3% tendem a apresentar complicações relacionadas à hipotermia (ROLIM *et al.*, 2015).

O objetivo principal é realizar o controle de temperatura dentro da cúpula nos instantes em que o neonato irá sofrer algum tipo de intervenção clínica. Neste instante as portas do protótipo de incubadora serão abertas, fazendo com que um ar externo, geralmente com temperaturas inferiores, entrem e perturbem o sistema que, até outrora, estava em estado permanente. Além disso, o controle de temperatura é encontrado em diversas aplicações industriais, logo, uma estratégia de controle que funcione adequadamente para o sistema NICU pode ser estendida para outras plantas.

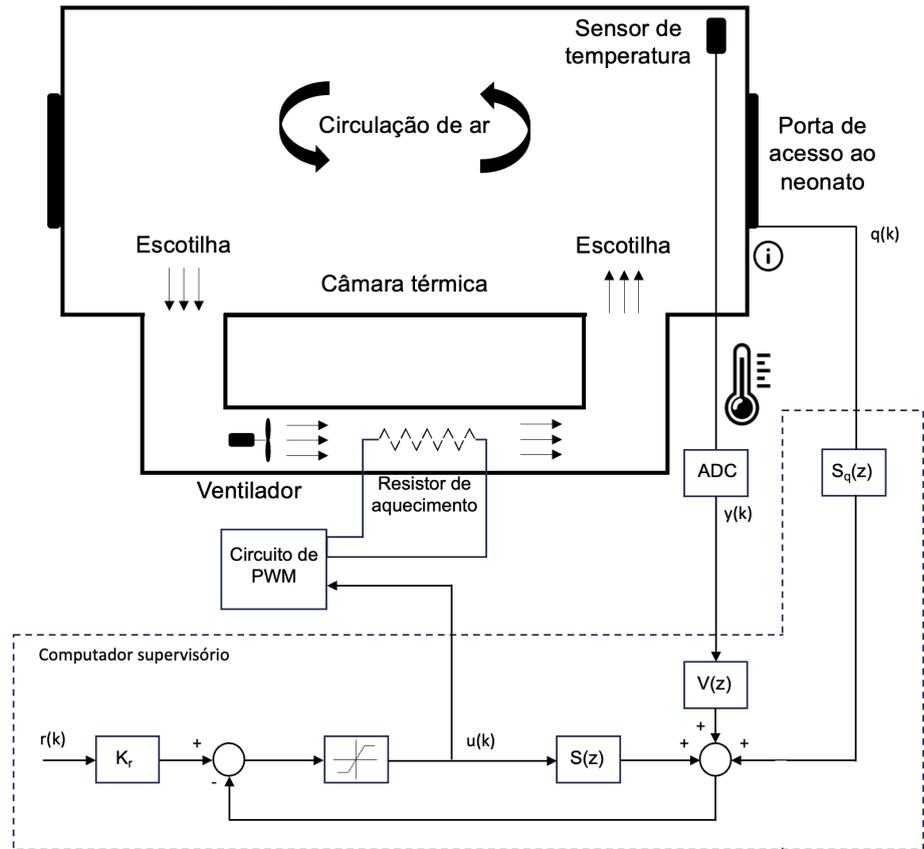
O protótipo montado no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará dispõe de duas principais partes: unidade de processamento de dados e unidade incubadora.

A unidade de processamento de dados consiste em um computador, que processa o código do controlador, e uma placa de aquisição de dados modelo Nidaq-USB6009 fabricada pela *National Instruments*. A comunicação entre o computador e a placa de aquisição de dados é realizada por meio de um cabo USB, onde se faz a gestão de entradas e saídas analógicas para ler as informações e aplicar os sinais de tensão necessários.

A unidade incubadora é composta por três estágios divididos da seguinte forma: na parte superior, está um ambiente fechado em acrílico tipo caixa, comumente referido como cúpula, montado sobre uma placa com dois orifícios principais onde o ar flui para dentro e para fora; o estágio intermediário abriga uma resistência de aquecimento e um ventilador, para fins de controle de temperatura; na parte inferior encontra-se um umidificador ultrassônico que controla a umidade interna da cúpula.

O controle de temperatura funciona com um ventilador, que opera com velocidade constante, enquanto a resistência de aquecimento é responsável pela mudança de temperatura do ar de entrada. Para isso, a potência da resistência é modificada através de um circuito de acionamento cujo sinal de comando vem diretamente da porta de saída analógica da placa de aquisição de dados. Uma vista esquemática deste sistema é ilustrada na Figura 5.2.

Figura 19 – Esquemático protótipo NICU.



Fonte: adaptado de (TORRICO *et al.*, 2018)

Sabendo que a planta em questão possui uma dinâmica lenta, e que isso permite a aproximação de seu modelo como o de uma planta integradora, como visto em (TORRICO *et al.*, 2018), o processo de identificação foi realizado com o intuito de se obter uma planta com essas características para cobrir também essa situação. Assim, através de ensaios e procedimentos de identificação, encontrou-se os seguintes modelos para o processo e modelo de perturbação:

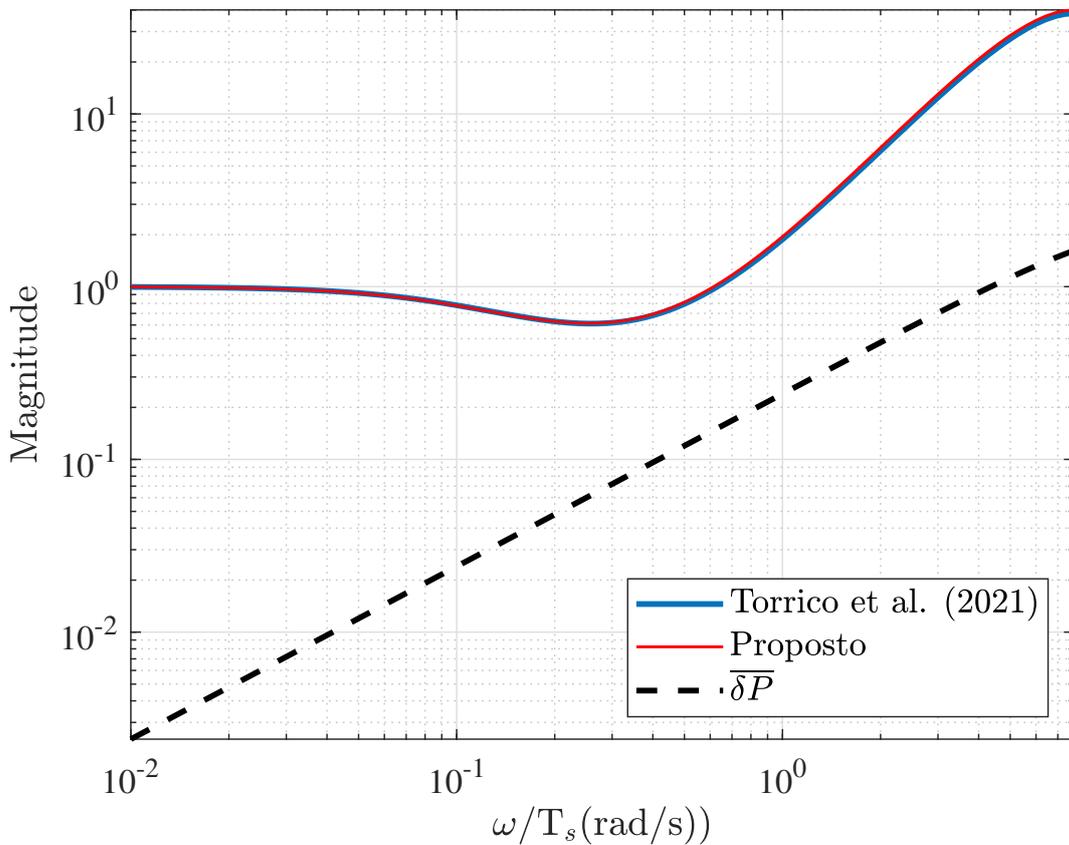
$$P(z) = \frac{0.00288}{z-1} z^{-5} \quad (5.13)$$

$$P_q(z) = \frac{-0.04455}{z-0.9962} z^{-25} \quad (5.14)$$

De posse dos modelos do protótipo da incubadora neonatal e de seu modelo de perturbação, foi realizado a sintonia do controlador para realização de simulações e experimento. A sintonia filtro $H(z)$ se deu com seus polos em $\beta_1 = \beta_2 = 0.85$ e com seu zero $\alpha = 1.05$.

A robustez dos controladores foi avaliada considerando uma incerteza de 20% no modelo identificado. A Figura 20 apresenta os índices de robustez dos controladores.

Figura 20 – Experimento - Curvas de robustez



Fonte: o autor.

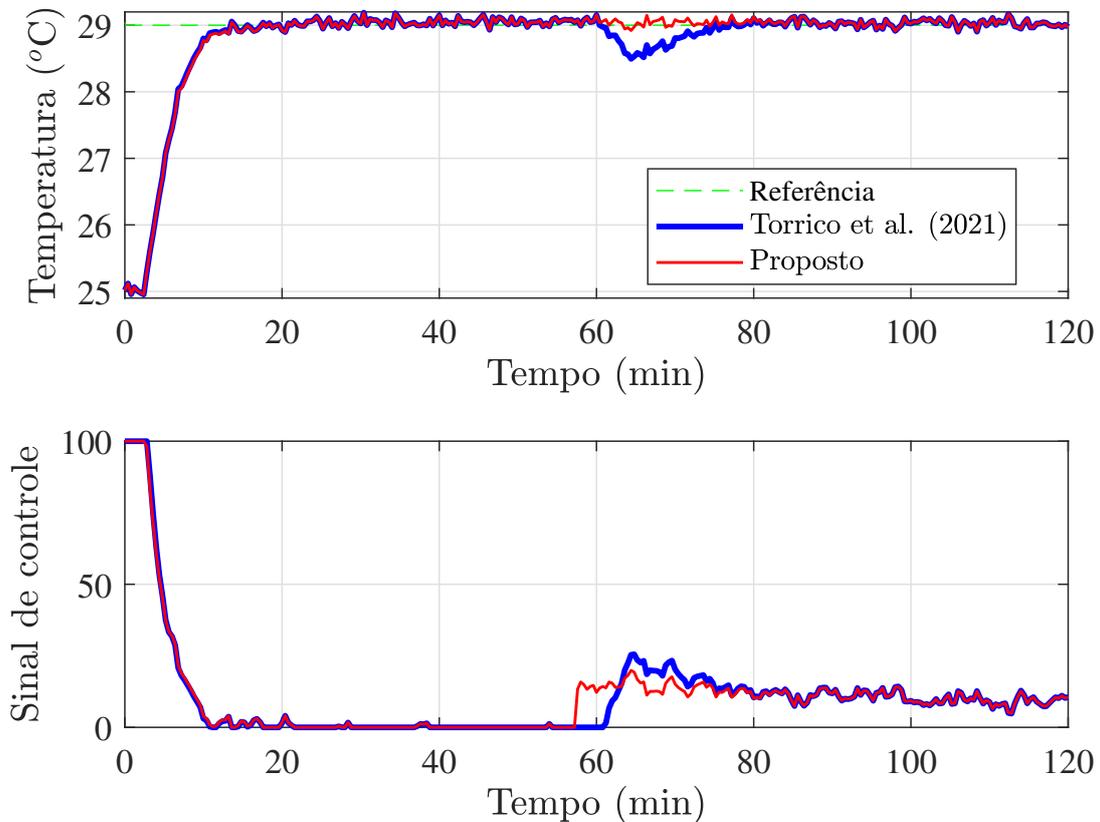
Para este caso, a comparação de desempenho foi realizada utilizando a estrutura clássica do SFSP, sem ação *feedforward*, proposta em (TORRICO *et al.*, 2021). Os parâmetros de ambos os controladores são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros dos controladores.

	Ref. (TORRICO <i>et al.</i> , 2021)	SFSP FF
Filtro de referência	52.0833	49.2824
Controlador de realimentação	52.0833	49.2824
Filtro de robustez	$\frac{29.297z(1-0.96)}{(z-0.85)^2}$	$\frac{28.141z(z-0.9606)}{(z-0.85)^2}$
k_f	-	-17.6642
k_q	-	47.2824

Nas simulações, foi inserido um ruído brando com potência de $1 \cdot 10^{-3}$ à saída durante todo tempo de simulação e uma perturbação tipo degrau unitário foi aplicada ao controlador em $t = 50 \text{ min}$. Os resultados obtidos de simulação da incubadora neonatal para o caso nominal e com incertezas são apresentados respectivamente nas Figuras 21 e 22.

Figura 21 – Experimento - Nominal



Fonte: o autor.

Os resultados de simulação apresentados evidenciam o melhor desempenho de rejeição de perturbações mensuráveis, como pode ser comprovado através dos índices de desempenho apresentados na Tabela 6. Apesar de possuírem sintonias praticamente idênticas, o controlador proposto apresenta melhores resultados de rejeição de perturbação quando comparado com o controlador proposto em (TORRICO *et al.*, 2021).

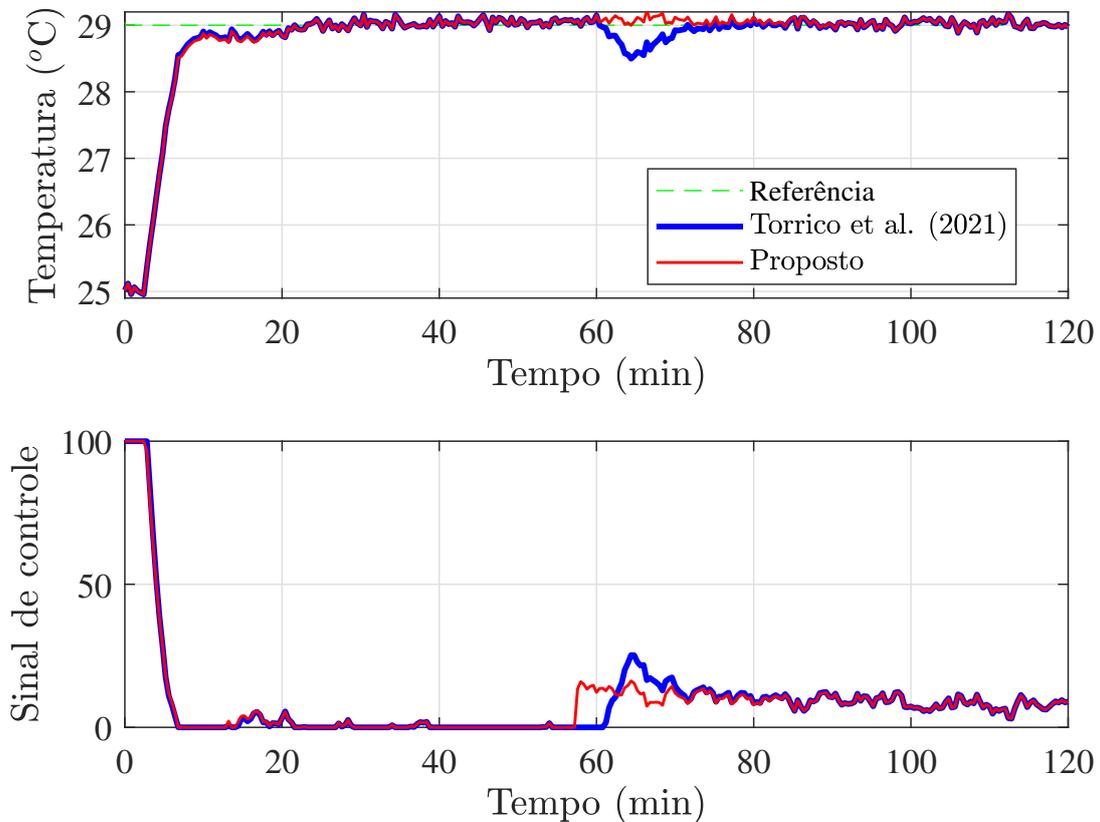
Como pode ser observado na Figura 21, o sinal de controle atua antes que a perturbação influencie a saída do processo. Isso faz com que seja mitigada, consideravelmente, a variação de temperatura da cúpula em meio às situações de perturbação.

Tabela 6 – Índices de desempenho - Simulação experimento.

	Caso nominal	Caso com incertezas
	IAE	IAE
SFSP FF	3.03	3.37
(TORRICO <i>et al.</i> , 2021)	5.70	4.86

A Figura 23 apresenta os resultados do experimento realizado no protótipo de

Figura 22 – Experimento - Incerteza



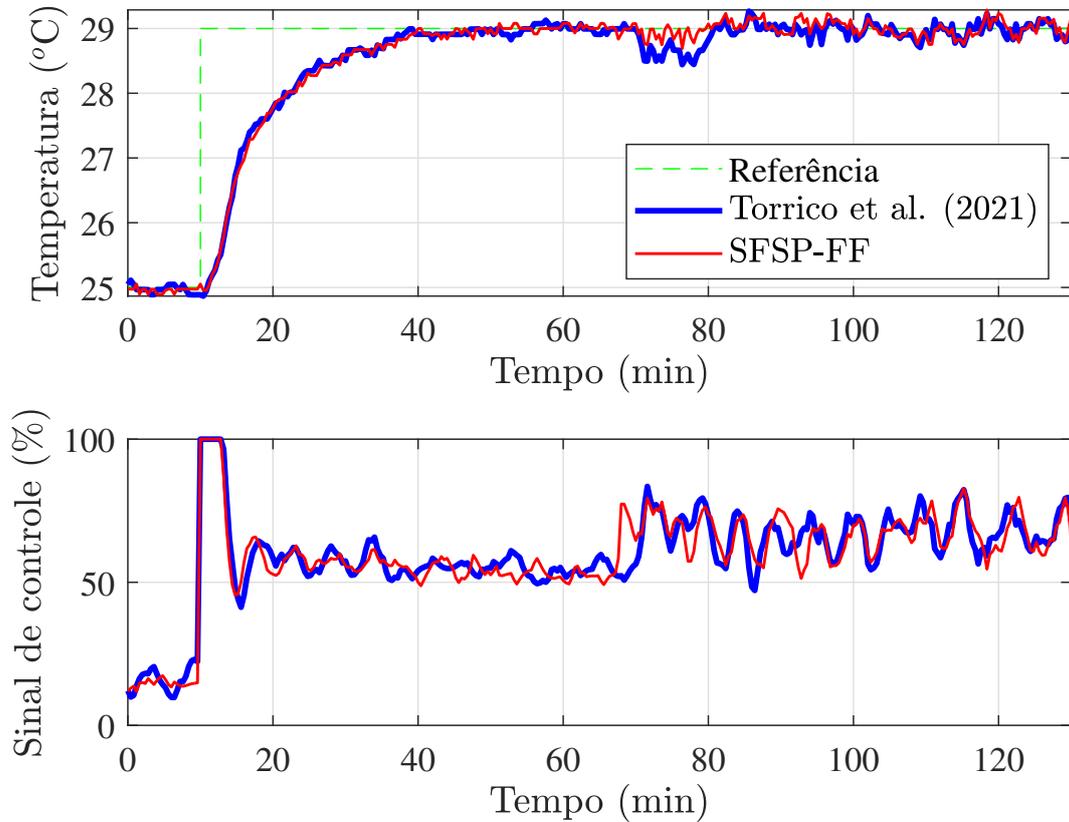
Fonte: o autor.

incubadora neonatal onde ambas as estruturas foram utilizadas para realizar o controle de temperatura dentro da cúpula da incubadora. Inicialmente em $t = 10 \text{ min}$ foi aplicado um degrau para mudança do ponto de operação, de $25 \text{ }^\circ\text{C}$ para $29 \text{ }^\circ\text{C}$. Em $t = 60 \text{ min}$ uma porta da incubadora foi aberta, simulando o momento de realização de intervenções no neonato. No caso SFSP com ação *feedforward*, nesse mesmo instante, um degrau unitário é aplicado na entrada de perturbação do controlador.

Como é possível observar na Figura 23, leva-se um tempo até que seja refletido na saída a perturbação do sistema, devido ao atraso de transporte de sua dinâmica. O controlador proposto, varia seu sinal de controle antecipadamente visando diminuir esses feitos, resultando em uma rejeição de perturbação muito mais rápida e efetiva, quando comparado com o SFSP.

A Tabela 7 mostra os índices de IAE para ambos os controladores, calculado no intervalo de tempo em que a incubadora está com uma porta aberta. O índice utilizado como métrica de comparação apresenta valores 38.43% melhor para a estrutura proposta.

Figura 23 – Experimento



Fonte: o autor.

Tabela 7 – Índices de desempenho - Experimento.

	Caso nominal
	IAE
SFSP FF	5.1256
(TORRICO <i>et al.</i> , 2021)	8.3259

5.3 Comentários

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação da nova estrutura de controle proposta e seu novo método de sintonia. A principal modificação com relação às estruturas apresentada em (ALVES LIMA *et al.*, 2019) é a adição de um ganho direto na malha de *feedforward*, responsável por acelerar o processo de rejeição de perturbação. Além disso, a nova metodologia de sintonia, que é baseada na implementação estável do preditor, traz maior simplicidade de cálculo, pois retira a necessidade de decomposição de parâmetros do controlador em frações parciais.

Os resultados de simulação apresentados mostram o bom desempenho da proposta

ao lidar tanto com rejeição de perturbação quanto com atenuação de ruídos de medição, apesar de sua estrutura se basear em ganhos e um filtro, diferentemente de outras topologias da literatura. A estratégia proposta apresentou também melhores resultados quando comparado com estruturas recentes da literatura. Além disso, os resultados da implementação da estrutura proposta em um protótipo de incubadora neonatal comprovam a viabilidade de sua utilização em processos reais.

6 CONCLUSÕES

Este trabalho propôs uma nova estrutura de controle para o preditor de Smith filtrado simplificado com ação *feedforward*. Foi proposto também uma nova metodologia de sintonia para o SFSP com ação *feedforward*, com o intuito de tornar sua síntese numérica mais simples. Apesar de possuir uma estrutura de controle relativamente simples, que se baseia em ganhos e um filtro, o controlador proposto apresentou melhores resultados ao rejeitar perturbações mensuráveis quando comparado com outros controladores da literatura recente.

Nos resultados de simulação, o controlador proposto apresentou melhores índices de IAE, TV e CV tanto para o caso nominal, quanto para o caso com incertezas, ou seja, em todos os cenários. Apesar das sintonias de robustez semelhantes em baixas frequências e melhor para frequências elevadas, o que justifica melhor desempenho em lidar com ruídos de medição, o índice IAE do controlador proposto apresenta resultados até 354,69% vezes melhor no caso nominal, quando comparado com estruturas da literatura recente.

A estrutura proposta foi também implementada em uma planta real, um protótipo de incubadora neonatal, com a finalidade de demonstrar a viabilidade da utilização da estrutura de controle em processos reais para melhor lidar com rejeição de perturbações. O resultado experimental, para realização do controle de temperatura da planta, apresentou resultado 38.43% melhor que a estrutura do SFSP convencional.

Sendo assim, com os resultados eficazes e promissores apresentados, o controlador proposto apresenta grande potencial para aplicações industriais. Em trabalhos futuros, será avaliado a extensão da proposta para processos de ordem elevada e com parâmetros variantes.

REFERÊNCIAS

- Albertos, P.; Sanz, R.; Garcia, P. Disturbance rejection: A central issue in process control. In: **2015 4th International Conference on Systems and Control (ICSC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–8.
- ALVES LIMA, T.; Torrico, B. C.; De Almeida Filho, M. P.; Forte, M. D. N.; Pereira, R. D. O.; Nogueira, F. G. First-order dead-time compensation with feedforward action. In: **2019 18th European Control Conference (ECC)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 3638–3643.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T.; ASTROM, K. J. **Advanced PID control**. [S.l.]: ISA-The Instrumentation, Systems, and Automation Society Research Triangle Park, 2006. v. 461.
- BROSILOW, C.; JOSEPH, B. **Techniques of model-based control**. [S.l.]: Prentice Hall Professional, 2002.
- CASTILLO, A.; GARCÍA, P. Predicting the future state of disturbed LTI systems: A solution based on high-order observers. **Automatica**, v. 124, p. 109365, 2021.
- CASTILLO, A.; GARCÍA, P.; FRIDMAN, E.; ALBERTOS, P. Extended state observer-based control for systems with locally Lipschitz uncertainties: LMI-based stability conditions. **Systems & Control Letters**, v. 134, p. 104526, 2019.
- DAVISON, E. J. The feedforward control of linear multivariable time-invariant systems. **Automatica**, Elsevier, v. 9, n. 5, p. 561–573, 1973.
- GARCÍA-MAÑAS, F.; GUZMÁN, J. L.; RODRÍGUEZ, F.; BERENGUEL, M.; HÄGGLUND, T. Experimental evaluation of feedforward tuning rules. **Control Engineering Practice**, Elsevier Ltd, v. 114, n. January, p. 104877, 2021.
- GARCÍA, P.; ALBERTOS, P. Robust tuning of a generalized predictor-based controller for integrating and unstable systems with long time-delay. **Journal of Process Control**, v. 23, n. 8, p. 1205–1216, 2013.
- GARCÍA, P.; ALBERTOS, P. Robust tuning of a generalized predictor-based controller for integrating and unstable systems with long time-delay. **Journal of Process Control**, Elsevier, v. 23, n. 8, p. 1205–1216, 2013.
- GENG, X.; HAO, S.; LIU, T.; ZHONG, C. Generalized predictor based active disturbance rejection control for non-minimum phase systems. **ISA Transactions**, v. 87, p. 34 – 45, 2019. ISSN 0019-0578.
- GUZMÁN, J. L.; HÄGGLUND, T. Simple tuning rules for feedforward compensators. **Journal of Process Control**, Elsevier, v. 21, n. 1, p. 92–102, 2011.
- GUZMÁN, J. L.; HÄGGLUND, T. Simple tuning rules for feedforward compensators. **Journal of Process Control**, Elsevier, v. 21, n. 1, p. 92–102, 2011.
- HAST, M.; HÄGGLUND, T. Low-order feedforward controllers: Optimal performance and practical considerations. **Journal of Process Control**, Elsevier, v. 24, n. 9, p. 1462–1471, 2014.
- KIRTANIA, K.; CHOUDHURY, M. S. A novel dead time compensator for stable processes with long dead times. **Journal of Process Control**, Elsevier, v. 22, n. 3, p. 612–625, 2012.

LIMA, L. d. S.; REIS, E. A. F.; SILVA, E. M. d.; MOURA, J. P. G. Cuidados de enfermagem na termorregulação de recém-nascidos prematuros: revisão integrativa. **Cogit. Enferm.(Online)**, p. e70889–e70889, 2020.

LIU, T.; GARCIA, P.; CHEN, Y.; REN, X.; ALBERTOS, P.; SANZ, R. New predictor and 2dof control scheme for industrial processes with long time delay. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 65, n. 5, p. 4247–4256, 2017.

MORARI, M.; ZAFIRIOU, E. **Robust process control**. 1. ed. [S.l.]: Prentice Hall,, 1989.

NORMEY-RICO, J. E.; CAMACHO, E. F. **Control of dead-time processes**. [S.l.]: Springer, 2007.

NORMEY-RICO, J. E.; CAMACHO, E. F. **Control of dead-time processes**. [S.l.]: Springer, 2007. v. 462.

NORMEY-RICO, J. E.; CAMACHO, E. F. Unified approach for robust dead-time compensator design. **Journal of Process Control**, v. 19, n. 1, p. 38 – 47, 2009.

PICCAGLI, S.; VISIOLI, A. An optimal feedforward control design for the set-point following of mimo processes. **Journal of Process Control**, v. 19, n. 6, p. 978–984, 2009. ISSN 0959-1524.

RODRÍGUEZ, C.; ARANDA-ESCOLÁSTICO, E.; GUZMÁN, J. L.; BERENGUEL, M.; HÄGGLUND, T. Revisiting the simplified internal model control tuning rules for low-order controllers: Feedforward controller. **IET Control Theory and Applications**, v. 14, n. 12, p. 1612–1618, 2020.

RODRÍGUEZ, C.; GUZMÁN, J. L.; BERENGUEL, M.; HÄGGLUND, T. Optimal feedforward compensators for systems with right-half plane zeros. **Journal of Process Control**, Elsevier, v. 24, n. 4, p. 368–374, 2014.

RODRÍGUEZ, C.; NORMEY-RICO, J. E.; GUZMÁN, J. L.; BERENGUEL, M.; DORMIDO, S. Low-order feedback-feedforward controller for dead-time processes with measurable disturbances. **IFAC-PapersOnLine**, Elsevier, v. 49, n. 7, p. 591–596, 2016.

RODRÍGUEZ, C.; GUZMÁN, J.; BERENGUEL, M.; HÄGGLUND, T. Generalized feedforward tuning rules for non-realizable delay inversion. **Journal of Process Control**, v. 23, n. 9, p. 1241–1250, 2013. ISSN 0959-1524.

RODRÍGUEZ, C.; NORMEY-RICO, J.; GUZMÁN, J.; BERENGUEL, M. On the filtered Smith predictor with feedforward compensation. **Journal of Process Control**, v. 41, p. 35 – 46, 2016.

ROLIM, K. M. C.; FREITAS, L. C.; LIMA, A. d. H. G.; MAGALHÃES, F. J.; GURGEL, E. d. P. P. Cobertura de polietileno para manutenção da temperatura corporal do recém-nascido. **Revista de Enfermagem Referência**, Escola Superior de Enfermagem de Coimbra, v. 4, n. 6, p. 9–16, 2015.

ROSENBROCK, H. H. **State-space and multivariable theory**. [S.l.]: Nelson, 1970.

Sanz, R.; García, P.; Díez, J. L.; Bondia, J. Artificial pancreas system with unannounced meals based on a disturbance observer and feedforward compensation. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v. 29, n. 1, p. 454–460, 2021.

SILVA, W. A.; TORRICO, B. C.; CORREIA, W. B.; REIS, L. L. dos. Adaptive feedforward control applied in switched reluctance machines drive speed control in fault situations. **Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control**, American Society of Mechanical Engineers Digital Collection, v. 140, n. 5, 2018.

SMITH, O. J. M. Closer control of loops with dead time. **Chemical Engineering Progress**, v. 53, n. 5, p. 217–219, 1957.

TORRICO, B. C.; CAVALCANTE, M. U.; BRAGA, A. P.; NORMEY-RICO, J. E.; ALBUQUERQUE, A. A. Simple tuning rules for dead-time compensation of stable, integrative, and unstable first-order dead-time processes. **Industrial & Engineering Chemistry Research**, ACS Publications, v. 52, n. 33, p. 11646–11654, 2013.

TORRICO, B. C.; CORREIA, W. B.; NOGUEIRA, F. G. Simplified dead-time compensator for multiple delay siso systems. **ISA transactions**, Elsevier, v. 60, p. 254–261, 2016.

TORRICO, B. C.; FILHO, M. P. de A.; Alves Lima, T.; FORTE, M. D. do N.; Sá, R. C.; NOGUEIRA, F. G. Tuning of a dead-time compensator focusing on industrial processes. **ISA Transactions**, v. 83, p. 189 – 198, 2018. ISSN 0019-0578.

TORRICO, B. C.; PEREIRA, R. D. O.; SOMBRA, A. K. R.; NOGUEIRA, F. G. Simplified filtered Smith predictor for high-order dead-time processes. **ISA Transactions**, v. 109, p. 11–21, 2021.

VERONESI, M.; GUZMAN, J. L.; VISIOLI, A.; HÄGGLUND, T. Closed-loop tuning rules for feedforward compensator gains. **IFAC-PapersOnLine**, Elsevier, v. 50, n. 1, p. 7523–7528, 2017.

VILANOVA, R.; ARRIETA, O.; PONSA, P. Imc based feedforward controller framework for disturbance attenuation on uncertain systems. **ISA transactions**, Elsevier, v. 48, n. 4, p. 439–448, 2009.

VISIOLI, A. A new design for a pid plus feedforward controller. **Journal of Process Control**, v. 14, n. 4, p. 457–463, 2004. ISSN 0959-1524.

ZHANG, B.; TAN, W.; LI, J. Tuning of Smith predictor based generalized ADRC for time-delayed processes via IMC. **ISA Transactions**, v. 99, p. 159 – 166, 2020.

ZHONG, Q.-C. **Robust control of time-delay systems**. [S.l.]: Springer, 2006.