



**UNIVERSIDADE FEDERAL DA BAHIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA - PPGEE**

**ESTUDO DO REGIME TRANSITÓRIO EM
SISTEMAS DE MEDIÇÃO REALIMENTADOS
BASEADOS EM SENSORES
TERMO-RESISTIVOS**

Ednaldo Luís de Jesus Souza

**Salvador
2020**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DA BAHIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGEE**

Ednaldo Luís de Jesus Souza

**ESTUDO DO REGIME TRANSITÓRIO EM
SISTEMAS DE MEDIÇÃO REALIMENTADOS
BASEADOS EM SENSORES
TERMO-RESISTIVOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE da Universidade Federal da Bahia como parte das exigências para a obtenção do título de Mestre.

Orientador: Prof. Dr. Tito Luís Maia Santos - UFBA

**Salvador
2020**

S719 Souza, Ednaldo Luís de Jesus.
Estudo do regime transitório em sistemas de medição e
realimentados baseados em sensores termo - resistivos / Ednaldo
Luís de Jesus Souza – Salvador, 2020.
82f. : il.

Orientador: Prof. Dr. Tito Luís Maia Santos.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal da Bahia.
Escola Politécnica, 2020.

1. Controle de temperatura - Medição. 2. Análise de sistemas
de medição. 3. Correntes elétricas. 4. Controladores elétricos. 5.
Engenharia elétrica - Medição. I. Santos, Tito Luís Maia. II.
Universidade Federal da Bahia. III. Título.

CDD.: 536.5

Ednaldo Luís de Jesus Souza

“Estudo do Regime Transitório em Sistemas de Medição Realimentados Baseados em Sensores Termo-Resistivos”

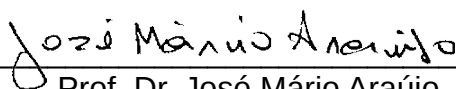
Dissertação apresentada à Universidade Federal da Bahia, como parte das exigências do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, para a obtenção do título de Mestre.

APROVADA em: 28 de maio de 2020.

BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Tito Luís Maia Santos
Orientador/UFBA



Prof. Dr. José Mário Araújo
IFBA



Prof. Dr. Acbal Rucas Andrade Achy
UFRB

“Tudo o que é silenciado clamará para ser ouvido ainda que silenciosamente.”
Margaret Eleanor Atwood.

Dedicatória

Dedico este trabalho a todos aqueles que sempre acreditaram em mim.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus que possibilita coisas maravilhosas em minha vida.

Sinto-me completamente grato pelo excelente trabalho realizado pelo corpo docente e pelos funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia.

Agradeço imensamente a meu orientador por toda a disponibilidade de tempo, dedicação, atenção, paciência e ensinamentos.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001. Agradeço profundamente o apoio da Capes.

Meu sincero obrigado a Alaíde, Lucas, Antônio Jorge, Aline Geórgia, Zene, Aline Gramacho, Gilvan, Mateus Teodoro e a todos os meus amigos pelo contínuo apoio e motivação.

Resumo

Neste trabalho são propostas técnicas voltadas ao aprimoramento de sistemas de medição realimentados baseados em sensor termo-resistivo mantido à temperatura constante. Com o objetivo de se obter melhores resultados quanto aos efeitos dos transitórios de temperatura do dispositivo na medição, primeiramente são apresentadas estratégias de controle por modelo interno com dois graus de liberdade e controle baseado em observador de perturbação. Posteriormente também é proposto um método de compensação de derivada de temperatura através de aproximação *backward* com o intuito de minimizar os efeitos de transitórios na resposta do sistema de medição baseado em sensores NTC e proporcionar mais rapidez ao processo de estimação de grandezas. Um estudo sobre os erros inerentes à aproximação discutida é apresentado. São realizadas simulações das medições de temperatura ambiente, velocidade de fluido e radiação térmica absorvida pelo sensor em face à mudança de referência de temperatura e às perturbações na entrada do sensor bem como testes em bancada das medições de temperatura ambiente para confirmar a melhoria obtida com as estratégias propostas.

Palavras-chave: Sensor termo-resistivo, Princípio da equivalência elétrica, Sistemas realimentados, Controle por modelo interno, Controle baseado em observador de perturbação.

Abstract

This work proposes some techniques aimed at improving feedback systems based on a thermoresistive sensor kept at constant temperature. In order to obtain better results regarding the effects of the temperature transients of the device in the measurement, firstly control strategies by internal model with two degrees of freedom and control based on disturbance observer are presented. Posteriorly, a temperature derivative compensation method called backward approximation is also proposed in order to minimize the effects of transients in the response of the measurement system based on NTC sensors and provide a faster process of estimating physical quantities. A study on the errors inherent to the discussed approach is also presented. Simulations of measurements of ambient temperature, fluid velocity and thermal radiation absorbed by the sensor are carried out in the face of changes in temperature reference and disturbances at the sensor input, as well as bench tests of ambient temperature measurements to confirm the improvement obtained with the proposed strategies.

Keywords: Thermoresistive sensor, Electric equivalence principle, Feedback systems, Internal model control, Disturbance observer-based control.

Sumário

Sumário	ix
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiii
1 Introdução	1
1.1 Visão geral	1
1.2 Estrutura do trabalho	6
1.3 Objetivo	7
2 Fundamentação teórica	8
2.1 Sensores termo-resistivos	9
2.2 Sistema de medição	11
2.2.1 Temperatura ambiente	12
2.2.2 Radiação térmica	13
2.2.3 Velocidade de fluido	14
2.3 Modelagem do sensor	16
2.4 IMC com um grau de liberdade (IMC-1DOF)	20
2.4.1 Análise de comportamento regulatório	21
2.4.2 Simulações	24
3 Problema regulatório: abordagem com 2 graus de liberdade	31
3.1 IMC com dois graus de liberdade (IMC-2DOF)	32
3.2 Controle Baseado em Observador de Perturbação (DOBC)	36
3.3 Simulações	42
3.4 Resultados experimentais	47
4 Compensação do efeito transitório	53
4.1 Estimação transiente via filtro digital	54
4.1.1 Filtro de atenuação de ruído	58
4.2 Estimação transiente via filtro analógico	60
4.3 Calibração do ganho	61
4.4 Simulações	62
4.5 Resultados experimentais	65

5 Conclusão e trabalhos futuros	74
Bibliografia	77
Apêndice	81
Anexo	82

Lista de Figuras

1.1	Sistema de controle de temperatura do sensor.	4
2.1	Diagrama de um sistema realimentado de medição a fio-quente com fonte de corrente.	11
2.2	Simulação da resposta do sensor à entrada degrau de potência. . .	19
2.3	Sistema de controle clássico com controlador e filtro de referência.	21
2.4	Simulação de controle de temperatura do sensor utilizando o sistema de controle IMC-1DOF.	24
2.5	Simulação de estimativa de temperatura ambiente utilizando o sistema de controle IMC-1DOF.	25
2.6	Simulação do sinal de controle utilizando o sistema de controle IMC-1DOF.	25
2.7	Simulação da estimativa de radiação térmica incidente sobre o sensor utilizando o sistema de controle IMC-1DOF.	28
2.8	Simulação da estimativa de velocidade de fluido utilizando o sistema de controle IMC-1DOF.	29
3.1	Sistema de controle IMC-2DOF.	32
3.2	Sistema de controle baseado em observador de perturbação. . . .	41
3.3	Simulação de controle de temperatura do sensor do sistema baseados nas três técnicas apresentadas.	43
3.4	Detalhe da simulação de controle de temperatura do sensor do sistema baseados nas três técnicas apresentadas.	44
3.5	Simulação de medição de temperatura ambiente dos sistemas baseados nas três técnicas apresentadas.	45
3.6	Simulação do sinal de controle dos sistemas baseados nas três técnicas apresentadas.	47
3.7	Protótipo do sistema de medição baseado no sensor NTC mantido à temperatura constante.	48
3.8	Resultado experimental do sistema de medição controlado utilizando IMC-1DOF.	49
3.9	Corrente elétrica fornecida ao sistema para o controle de temperatura do sensor utilizando IMC-1DOF.	49
3.10	Controle de temperatura IMC-1DOF e DOBC.	50

3.11	Corrente dos sistemas de controle IMC-1DOF e DOBC elétrica fornecida ao sistema para o controle de temperatura do sensor utilizando IMC-1DOF.	51
4.1	Diagrama de estimação de transitório.	60
4.2	Simulação da estimativa de temperatura ambiente com compensação de derivada de temperatura do sensor para períodos de amostragens distintos.	63
4.3	Detalhe da simulação da estimativa de temperatura ambiente com compensação de derivada de temperatura do sensor para períodos de amostragens distintos.	65
4.4	Medição de temperatura ambiente com e sem compensação de derivada.	66
4.5	Detalhes da medição de temperatura ambiente com e sem compensação de derivada.	67
4.6	Medição de temperatura ambiente com e sem compensação de transitórios e com correção de ganho.	68
4.7	Medição de temperatura ambiente com compensação de transitório não filtrada.	69
4.8	Periodograma da medição de temperatura ambiente para estimação da densidade espectral de potência.	70
4.9	Medição de temperatura ambiente com e sem compensação de transitório - Caso com protetor plástico.	71
4.10	Medição de temperatura ambiente com e sem compensação de transitório - experimento com o protetor plástico. A faixa de tolerância é indicada no gráfico como a região sombreada e os tempo em que a medição entrou na faixa de tolerância são indicados por linhas verticais.	72

Lista de Tabelas

2.1	Parâmetros do sensor NTC EPCOS disponibilizados pelo fabricante TDK.	19
2.2	Parâmetros do sensor para simulação de estimativa de radiação térmica.	27
2.3	Parâmetros do sensor para simulação de estimativa de velocidade de fluido.	28
3.1	Componentes do sistema de controle das estratégias apresentadas.	42
3.2	Erros e tempo de estabilização da medição de temperatura ambiente em face à perturbação de temperatura ambiente.	45
3.3	Erros e tempo de estabilização da medição de temperatura ambiente em face à perturbação de radiação térmica absorvida pelo sensor.	45
4.1	Erros e tempo de estabilização da medição de temperatura ambiente utilizando a compensação de derivada <i>backward</i> em face à perturbação de temperatura ambiente para diversos períodos de amostragem.	62
4.2	Erros e tempo de estabilização da medição de temperatura ambiente utilizando a compensação de derivada <i>backward</i> em face à perturbação de radiação térmica para diversos períodos de amostragem.	64

Capítulo 1

Introdução

1.1 Visão geral

Devido à necessidade constante de coleta de dados, de monitoramento e controle de determinadas grandezas físicas, os sistemas de medição são vastamente empregados nas indústrias. Muitos dos processos físicos encontrados no ramo da indústria e da ciência possuem relação direta com a temperatura na qual ocorrem e, conseqüentemente, a medição desta grandeza tem bastante relevância. A temperatura influencia em diversos processos industriais, como, por exemplo, reação, fermentação, armazenamento, combustão e secagem [1]. Um sistema de medição pode ser compreendido como um conjunto de componentes interligados entre si cuja finalidade é a obtenção de valores confiáveis relativos à intensidade do mensurando, grandeza física a qual se pretende medir, permitindo a compreensão da sua magnitude. Pode ser de inúmeros tipos a natureza do mensurando, a saber, massa, comprimento, tempo, força, temperatura, dentre outras [2].

Sensores, transdutores, processadores e condicionadores de sinais são componentes tipicamente encontrados num sistema de medição. O sensor se encarrega de converter a informação da grandeza física em um sinal desejado. Ele tem uma de suas propriedades alterada em função da variação de uma grandeza física, ou seja, ele fornece uma relação entre uma de suas características físicas e o mensurando. Os transdutores, por sua vez, realizam a conversão da informação fornecida pelo sensor para um sinal com forma mais conveniente ao processo de medição como, por exemplo, uma informação de resistência de um sensor convertido em tensão através de um circuito ponte de Wheatstone. Os condicionadores de sinais

são encarregados de amplificarem, filtrarem e/ou linearizarem o sinal quando desejável. Por último, caso haja interesse, o processamento garante a conversão do sinal analógico, advindo da etapa de condicionamento, em digital por meio de um conversor Analógico/Digital, possibilitando a análise e o armazenamento do sinal por um computador [3].

A temperatura não pode ser medida diretamente, devendo seus efeitos serem observados e interpretados. São diversos os fenômenos físicos relacionados à temperatura: resistência elétrica de um material, expansão volumétrica, pressão de vapor e características espectrais. Os sensores destinados aos sistemas de medição de temperatura variam uma de suas características a partir da elevação ou diminuição da temperatura do sensor. Estima-se que cerca de 80% do mercado de sensores é destinado à medição de temperatura [4].

Os termopares e sensores termo-resistivos estão entre os sensores mais utilizados em sistemas de medição de temperatura. Os sensores termo-resistivos possuem maior sensibilidade e maior acurácia, além de serem encontrados normalmente por um menor custo [5]. Em contrapartida, eles apresentam comportamento não-linear mais acentuado, o que em muitos projetos de medição de temperatura não é o desejado.

Os sensores termo-resistivos são caracterizados pelo fato de sua resistência elétrica variar em função da temperatura em que se encontram. Caso a resistência elétrica do sensor termo-resistivo apresente comportamento proporcional à sua temperatura, ou seja, caso a sua resistência elétrica aumente com a elevação da temperatura, o sensor é chamado de PTC (*Positive Temperature Coefficient* - Coeficiente Positivo de Temperatura). Caso o sensor apresente comportamento inversamente proporcional à temperatura, o sensor é chamado de NTC (*Negative Temperature Coefficient* - Coeficiente Negativo de Temperatura) [6]. Normalmente nos sensores do tipo PTC são utilizados materiais condutores enquanto que nos sensores NTC geralmente se utiliza semicondutores. Nos NTC, o aumento de temperatura eleva o número de portadores livres no material, reduzindo a resistência à passagem de corrente elétrica.

Para situações nas quais a temperatura a ser medida é compreendida numa faixa estreita de valores, o NTC é o mais recomendado em razão de responder melhor a pequenas variações. Os sensores NTC ainda são extensamente dispo-

níveis no mercado eletrônico [7]. Além de sistemas de medição de temperatura [8]–[12], os sensores termo-resistivos são usados em sistemas de medição de velocidade de fluido (anemômetros) [13]–[18], de radiação térmica [19]–[22], e de batimento cardíaco [23].

Existem três técnicas fundamentais de medição ao se utilizar os sensores termo-resistivos, a saber: à corrente constante [24], à temperatura constante [13], [18] e à tensão constante [25]. Na primeira técnica, a corrente que atravessa o sensor é mantida constante e então é medida a variação da resistência do sensor. No método da temperatura constante, a variável do sensor a ser mantida é a temperatura e a corrente que atravessa o sensor é medida. Na última técnica, a tensão sobre o sensor é mantida num determinado valor e a temperatura do sensor é medida [25]. De acordo com [26], a técnica de temperatura constante é a que apresenta menor sensibilidade a variações de parâmetros do sistema.

Na configuração em que se mantém constante a temperatura do sensor, o próprio mensurando do sistema (temperatura ambiente, velocidade de um fluido ou radiação térmica) provoca uma variação térmica no dispositivo de medição [22]. Os sensores termo-resistivos são altamente sensíveis a essa variação de temperatura, fazendo com que o controle de temperatura do sensor venha sendo bastante estudado. Para que a temperatura do sensor seja efetivamente mantida constante, faz-se necessário que tais variações térmicas sejam compensadas por um sinal de excitação de um sistema de controle [7]. Com isso, o sistema de controle tem o importante papel de garantir a temperatura constante do sensor, compensando as alterações de temperatura ocasionadas pelo efeito de autoaquecimento e por perturbações externas, permitindo desta forma as condições necessárias para a medição adequada da grandeza de interesse.

A Figura 1.1 ilustra um esquemático do sistema de medição realimentado baseado em sensores termo-resistivos. Na configuração ilustrada o sistema é encarregado de medir a temperatura do ambiente onde o sensor está. No esquemático tem-se como exemplos de perturbação na entrada da planta a radiação térmica absorvida pelo sensor e a própria temperatura ambiente.

Uma mudança de temperatura de referência assim como variações da radiação térmica emitida pelo meio sobre o sensor ou de temperatura ambiente ocasionam efeitos transitórios na temperatura do mesmo que podem ser bastante significa-

Nos trabalhos [26], [28] e [29] são estudados sistemas de medição realimentados baseados em sensores termo-resistivos mantidos à temperatura constante. Tendo em vista que o sistema estudado não é linear, nesses trabalhos é empregada a técnica de realimentação linearizante. A linearização do sistema é feita através do sinal de controle, permitindo que as técnicas de controle clássico possam ser empregadas. Com a realimentação linearizante é possível obter a configuração de temperatura constante do sensor termo-resistivo [30], [31]. Os sistemas de controle empregados são baseados na estratégia IMC (*Internal Model Control* - Controle por Modelo Interno), mais especificamente com um grau de liberdade IMC-1DOF, do inglês *One-Degree of Freedom*. Tal técnica possibilita uma sintonia simples a partir da especificação da constante de tempo da malha fechada do sistema. Em síntese, esta estratégia de controle se baseia num controlador PI estruturado a partir do cancelamento do pólo de malha aberta (pólo mais lento).

O controlador projetado por IMC-1DOF garante desempenho satisfatório no que se refere ao seguimento de referência. Entretanto, em relação ao comportamento regulatório, o sistema de controle apresenta desempenho significativamente baixo na presença de transitórios gerados pelas perturbações. De fato, o efeito transitório causado por perturbações persistem por mais tempo quando comparados aos transitórios no caso servo, o que por sua vez atribui à variável a ser medida incertezas mais duradouras. Sendo assim, é recomendável um sistema de controle de temperatura que assegure um menor tempo de acomodação em face aos transitórios causados por mudança de referência e por perturbações na entrada da planta.

É importante frisar que por mais que o NTC seja o dispositivo de medição objeto de estudo deste trabalho, as discussões realizadas das técnicas propostas para os erros causados pelo efeito de transitórios nas medidas e as ideias centrais apresentadas podem ser expandidas para os sistemas de medição baseados em PTC sem perda de generalidades.

Também como forma de mitigar os erros nas medidas gerados pelo efeitos de transitórios de temperatura do sensor, é sugerida uma compensação de derivada da temperatura do sensor, que por sua vez é comumente negligenciada nos cálculos das estimativas das grandezas físicas possíveis de serem medidas pelo sistema baseado em NTC. Uma solução digital e uma solução analógica são apresenta-

das. A solução digital é implementada a partir de um filtro de segunda ordem. É mostrado também que a relação sinal-ruído não é comprometida pelos métodos apresentados quando é realizada uma filtragem do ruído de altas frequências.

1.2 Estrutura do trabalho

Este documento é desenvolvido em 4 capítulos que são brevemente descritos a seguir:

No Capítulo 2, informações teóricas sobre os comportamentos estático e dinâmico do sensor termo-resistivo do tipo NTC são apresentadas assim como o cálculo de estimação do mensurando. O capítulo traz ainda uma discussão sobre o sistema de controle responsável por manter a temperatura do sensor constante adotado nos trabalhos [26], [28] e [29], realçando o desempenho quanto do IMC-1DOF a acomodação da temperatura do sensor.

No Capítulo 3, são propostas duas técnicas de controle visando garantir uma melhor ação na resposta do sistemas aos efeitos de transitórios ocasionados perturbações na entrada do sensor. Algumas simulações do desempenho dos sistemas de controle propostos e resultados experimentais são demonstradas para fins de comparação de atuação.

No Capítulo 4, um método de compensação de derivada de temperatura do sensor é proposta com o intuito de adiantar a acomodação da temperatura do sensor para uma medição adequada num menor intervalo de tempo. Um estudo no domínio da frequência é realizado a fim de analisar a aproximação executada e os erros inerentes à própria compensação. Simulações e resultados experimentais também são fornecidos neste capítulo.

Finalmente, no Capítulo 5 é apresentada a conclusão dos métodos propostos neste trabalho para a mitigação dos efeitos transitórios nos sistemas de medição. Algumas sugestões de trabalhos futuros relacionados ao tema também são apresentadas neste capítulo.

1.3 Objetivo

O objetivo principal do presente trabalho é propor técnicas para amenizar os efeitos dos transitórios nos sistemas de medição realimentados baseados em sensores termo-resistivos do tipo semicondutores mantidos à temperatura constante com o intuito de reduzir o tempo de resposta. Tendo em vista que a convergência da estimativa do mensurando está relacionada diretamente com a convergência da temperatura do sensor, são empregados alguns métodos de melhoria visando a acomodação mais rápida da temperatura do dispositivo perante mudanças de referência e perturbações diversas.

Capítulo 2

Fundamentação teórica

São apresentados neste capítulo os parâmetros que determinam os comportamentos estático e dinâmico de um sensor NTC, bem como o princípio da equivalência elétrica e o modelo do sensor. O princípio da equivalência elétrica permite obter estimativas de diversas grandezas a partir da utilização de um sensor termorresistivo do tipo NTC. Cabe lembrar que não são somente a temperatura ambiente que pode ser medida pelos sistemas baseados em NTC mas também a radiação térmica absorvida pelo sensor bem como a velocidade do fluido que circunda o dispositivo.

O método de medição adotado é aquele no qual é mantida constante a temperatura do sensor. Tal método apresenta uma constante de tempo menor que as constantes de tempo encontradas nos outros dois métodos, corrente constante e tensão constante [7] e tem sido muito explorados na literatura [32], [33], [34] e [35].

Na configuração à temperatura constante, o sensor é aquecido por efeito Joule e mantido a uma temperatura constante por meio de um sistema de controle. Como dito, o sistema de controle é responsável pela manutenção da temperatura do sensor no valor de referência. O tempo de acomodação da temperatura do sensor se torna importante na consecução da rapidez na medição do mensurando posto que os transitórios ocasionam incertezas na estimativa.

O modelo do sensor a ser considerado e o sistema de controle por modelo interno com um grau de liberdade também são pontos discutidos neste capítulo. É apresentado através de simulações o desempenho deste sistema de controle no que se refere às ações servo e regulatória.

2.1 Sensores termo-resistivos

Ao utilizar os sensores termo-resistivos em sistemas de medição, faz-se necessário primeiramente modelar o dispositivo a partir de seus comportamentos estático e dinâmico. O modelo que descreve a associação entre a resistência elétrica e a temperatura do sensor é definido por uma relação estática.

Ao que se refere aos sensores NTC, a relação entre sua resistência e temperatura pode ser modelada na forma de uma exponencial decrescente na temperatura e é expressa pela equação de Steinhart-Hart [36]:

$$R_s(t) = R_0 e^{\gamma \left(\frac{1}{T_s(t)} - \frac{1}{T_0} \right)}, \quad (2.1)$$

em que

- $R_s(t)$ é a resistência elétrica do sensor no instante t em Ohms (Ω);
- $T_s(t)$ é a temperatura do sensor em Kelvin (K);
- R_0 é o valor de resistência elétrica do sensor em Ω na temperatura T_0 em Kelvin; e
- γ é a temperatura característica do sensor em K.

De maneira equivalente, pode se encontrar ainda a relação na forma [6]

$$R_s(t) = \rho e^{\frac{\gamma}{T_s(t)}}, \quad (2.2)$$

sendo ρ o valor da resistência do sensor em Ω quando a temperatura tende a infinito. As constantes ρ e γ são geralmente fornecidas pelo fabricante do sensor termo-resistivo. Vale ressaltar que, pelo fato do parâmetro γ ser comumente utilizado em Kelvin, deve-se fazer uma conversão de unidade de medida da temperatura do sensor de $^{\circ}\text{C}$ para Kelvin. Outro ponto importante a salientar é o fato da temperatura do sensor poder ser inferida com base do valor de resistência elétrica do dispositivo a partir da função inversa da Eq. (2.2),

$$T_s(t) = \frac{\gamma}{\ln(R_s(t)/\rho)}. \quad (2.3)$$

Caso o sensor utilizado seja do tipo PTC, a relação entre a resistência e temperatura é considerada a partir da equação de Callendar-Van Dussen:

$$R_s(t) = R_0(1 + \beta_1 T_s(t) + \beta_2 T_s^2(t) + \dots), \quad (2.4)$$

where R_0 and β_j , $j = 1, 2, \dots$ são constantes conhecidas.

O balanço de energia do sensor resulta na equação diferencial ordinária de primeira ordem do sistema que serve para a modelagem do comportamento dinâmico. A equação de conservação de energia do sensor é estabelecida como sendo

$$\alpha SH(t) + P_s(t) = G_{th}(t)[T_s(t) - T_a(t)] + C_{th} \frac{dT_s(t)}{dt}, \quad (2.5)$$

na qual

- $\alpha SH(t)$ é a radiação térmica absorvida por unidade de tempo pelo sensor;
- α , o coeficiente de transmissividade-absorvidade do sensor;
- S , a área de superfície do sensor;
- $H(t)$, a radiação que incide sobre o sensor;
- $P_s(t)$, a potência elétrica fornecida ao sensor;
- $G_{th}(t)[T_s(t) - T_a(t)]$, a energia perdida por unidade de tempo pelo sensor para o meio;
- $G_{th}(t)$, a condutância térmica entre o sensor e o meio;
- $T_s(t)$, a temperatura do sensor;
- $T_a(t)$, a temperatura do ambiente onde se encontra o sensor;
- $C_{th} \frac{dT_s(t)}{dt}$, a variação da energia interna do sensor por unidade de tempo; e
- C_{th} , a capacitância térmica do sensor.

Em anemômetros, a condutância térmica é considerada variável e depende da velocidade do fluido que circunda o sensor.

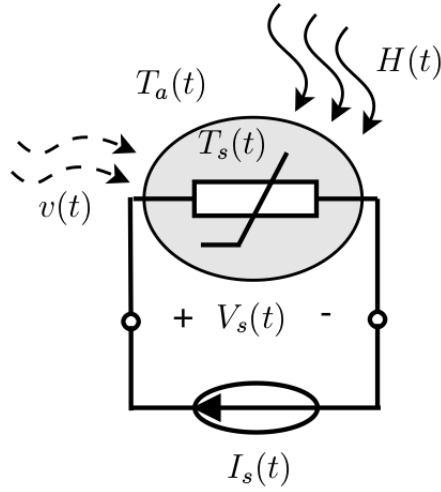


Figura 2.1: Diagrama de um sistema realimentado de medição a fio-quente com fonte de corrente.

O esquemático apresentado na Figura 2.1 refere-se ao balanço de energia no sensor e ilustra o princípio da equivalência elétrica [20]. Pode-se ver o sensor se aquecendo ao ser receber potência elétrica $P_s(t)$ de uma fonte de corrente $I_s(t)$. São demonstrados os fatores externos ao sensor capazes de alterar a temperatura do dispositivos. A própria variação da temperatura do meio, a movimentação do fluido ao redor do sensor e até mesmo a radiação térmica que incide tendem a interferir no valor em que a temperatura do sensor se estabiliza. Então, a potência elétrica fornecida ao dispositivo, por meio de fonte de corrente ou tensão, pode ser utilizada para levar a temperatura do sensor ao valor de referência. Em outras palavras, a potência elétrica pode ser vista como uma variável a ser manipulada para a execução do controle de temperatura do sensor.

2.2 Sistema de medição

As grandezas físicas possíveis de serem estimadas pelo sistema de medição baseado em NTC são a temperatura do meio, a radiação térmica absorvida pelo sensor e a velocidade do fluido. Tais estimativas são realizáveis graças às suas relações com a temperatura do sensor [20]. Ao assumir a condição de regime permanente na Eq. (2.5), resultando na variação de energia interna no sensor ser

nula uma vez que acontece o equilíbrio do sistema. Sendo assim, obtem-se que

$$\alpha S \bar{H}(t) + \bar{P}_s(t) = \bar{G}_{th}[\bar{T}_s(t) - \bar{T}_a(t)]. \quad (2.6)$$

Quando se é fornecida potência elétrica ao sensor por meio de fonte de tensão ou corrente elétrica, o sensor tende a se aquecer até um certo valor de temperatura, em outras palavras, a variação de energia interna do sensor se anula após um intervalo de tempo e a temperatura do sensor se estabiliza em um valor de regime permanente. Uma vez a temperatura do sensor estabilizada, é possível realizar a medição correta da temperatura do meio.

Nesta seção, $\bar{T}_a(t)$, $\bar{H}(t)$ e $\bar{v}(t)$ representam os mensurandos na condição de regime permanente.

2.2.1 Temperatura ambiente

Quando consideradas nulas a radiação térmica incidente sobre o sensor e a variação de energia interna, a Eq. (2.5) é simplificada a

$$\bar{P}_s(t) = \bar{G}_{th}[\bar{T}_s(t) - \bar{T}_a(t)], \quad (2.7)$$

em que

- $\bar{P}_s(t)$ é o valor da potência elétrica fornecida ao sensor;
- $\bar{G}_{th}$ é o valor da condutância térmica da relação entre o sensor e o meio;
- $\bar{T}_s(t)$ é a temperatura do sensor alcançada no regime permanente; e
- $\bar{T}_a(t)$ é a temperatura do ambiente quando em regime permanente.

De outra forma, a temperatura ambiente pode ser estimada por

$$\bar{T}_a(t) = \frac{\bar{G}_{th}\bar{T}_s(t) - \bar{P}_s(t)}{\bar{G}_{th}}. \quad (2.8)$$

Deste modo, tem-se que uma estimativa da temperatura do ambiente pode ser obtida a partir dos valores de potência elétrica fornecida ao sensor assim como a

temperatura alcançada em regime permanente e a condutância térmica do dispositivo.

A temperatura do sensor pode ser calculada por meio do valor de sua resistência elétrica quando conhecidos os parâmetros estáticos do sensor, ρ e γ . Sendo assim, substituindo a Eq. (2.3) na Eq. (2.8), resulta em

$$\bar{T}_a(t) = \frac{\bar{G}_{th} \left[\frac{\gamma}{\ln(\bar{R}_s(t)/\rho)} \right] - \bar{P}_s(t)}{\bar{G}_{th}}, \quad (2.9)$$

na qual $\bar{R}_s$ é o valor de resistência elétrica quando a temperatura do sensor atingida no regime permanente.

Já a potência elétrica equivale ao produto do quadrado da corrente elétrica que atravessa o sensor pela sua resistência, ou ainda, equivale à razão entre o quadrado da tensão sobre os terminais do sensor pela sua resistência. Logo, a Eq. (2.9) pode ser reescrita em termos de resistência e corrente como sendo

$$\bar{T}_a(t) = \frac{\gamma \bar{G}_{th} - \ln(\bar{R}_s(t)/\rho) \bar{R}_s(t) \bar{I}_s^2(t)}{\ln(\bar{R}_s(t)/\rho) \bar{G}_{th}}, \quad (2.10)$$

em que $\bar{I}_s$ é o valor de corrente elétrica que atravessa o sensor quando a temperatura do sensor alcança o regime permanente.

2.2.2 Radiação térmica

A radiação térmica absorvida pelo sensor pode ser estimada através do sistema de medição realimentado. Desta vez é necessário que seja conhecida a temperatura do meio bem como as outras variáveis participantes do balanço de energia do sensor. É possível estimar a radiação incidente de posse do valor de radiação absorvida pelo sensor, se conhecidos os valores da área da superfície e o coeficiente de transmissividade-absorvidade do sensor.

Desta vez a grandeza de interesse é a radiação térmica, logo ao isolar $\bar{H}(t)$ tem-se que

$$\alpha S \bar{H}(t) = \bar{G}_{th} [\bar{T}_s(t) - \bar{T}_a(t)] - \bar{P}_s(t), \quad (2.11)$$

$$\bar{H}(t) = \frac{\bar{G}_{th}[\bar{T}_s(t) - \bar{T}_a(t)] - \bar{P}_s(t)}{\alpha S}. \quad (2.12)$$

Pode-se ainda expressar a Eq. (2.12) em função da resistência e corrente elétrica medidas:

$$\bar{H}(t) = \frac{\bar{G}_{th} \left[\frac{\gamma}{\ln(\bar{R}_s(t)/\rho)} - \bar{T}_a(t) \right] - \bar{R}_s(t) \bar{I}_s^2(t)}{\alpha S}, \quad (2.13)$$

ou ainda,

$$\bar{H}(t) = \frac{\bar{G}_{th}[\gamma - \bar{T}_a(t) \ln(\bar{R}_s(t)/\rho)] - \bar{R}_s(t) \bar{I}_s^2(t) \ln(\bar{R}_s(t)/\rho)}{\alpha S \ln(\bar{R}_s(t)/\rho)}. \quad (2.14)$$

Cabe lembrar que as estimativas são feitas a partir da consideração da condição de regime permanente, logo a taxa de variação de energia interna do sensor não é observada nos cálculos das estimativas.

2.2.3 Velocidade de fluido

De acordo com [20], a medição da condutância térmica pode ser realizada para estimar a velocidade do fluido onde o sensor NTC está imerso e pode ser expressa por

$$G_{th}(t) = S[c_1 + c_2 v^n(t)], \quad (2.15)$$

em que:

- c_1 , c_2 e n são constantes definidas experimentalmente; e
- $v(t)$ é a velocidade do fluido.

Sendo assim, a equação de conservação de energia do sensor NTC é escrita como sendo

$$\alpha S H(t) + P_s(t) = S[c_1 + c_2 v(t)^n][T_s(t) - T_a(t)] + C_{th} \frac{dT_s(t)}{dt}. \quad (2.16)$$

No caso dos anemômetros os cálculos da estimativa de velocidade de fluido tendem a ser um pouco mais complexo que as outras duas medições tendo em vista o aumento do número de variáveis envolvidas. Não obstante, esta estimativa é considerada em trabalhos relacionados [14]–[16], [18], [31].

Assumindo o regime permanente e considerando a realização do experimento num local onde o sensor não recebe radiação significativa do meio, a Eq. (2.16) pode ser reescrita por

$$\bar{P}_s(t) = S[c_1 + c_2 \bar{v}(t)^n][\bar{T}_s(t) - \bar{T}_a(t)]. \quad (2.17)$$

Haja visto que a grandeza de interesse neste caso é a velocidade do fluido, tem-se que

$$[c_1 + c_2 \bar{v}(t)^n] = \frac{\bar{P}_s(t)}{S[\bar{T}_s(t) - \bar{T}_a(t)]}, \quad (2.18)$$

$$\bar{v}(t)^n = \frac{\bar{P}_s(t)}{Sc_2[\bar{T}_s(t) - \bar{T}_a(t)]} - \frac{c_1}{c_2}, \quad (2.19)$$

$$\bar{v}(t) = \left[\frac{\bar{P}_s(t)}{Sc_2[\bar{T}_s(t) - \bar{T}_a(t)]} - \frac{c_1}{c_2} \right]^{\frac{1}{n}}. \quad (2.20)$$

O cálculo da estimativa de velocidade de fluido pode ser reescrito ainda em termos de resistência e corrente elétrica do sensor:

$$\bar{v}(t) = \left[\frac{\bar{R}_s(t)\bar{I}_s^2(t)}{Sc_2[\ln(\bar{R}_s(t)/\rho) - \bar{T}_a(t)]} - \frac{c_1}{c_2} \right]^{\frac{1}{n}}. \quad (2.21)$$

Portanto, para a estimativa de velocidade de fluido a partir do sistema de medição baseado em NTC, é imprescindível se conhecer primeiramente os parâmetros S , c_1 e c_2 .

Também pode ser empregada um estratégia para compensar a temperatura ambiente, sem precisar que o seu valor seja conhecido. Tal método é baseado em dois sensores termo-resistivos iguais, ou seja, com os mesmos parâmetros. Sendo assim, considerando nula a radiação térmica emitida pelo meio e o regime per-

manente dos sinais, tem-se que as equações de balanço de energia para os dois sensores são:

$$\begin{cases} \bar{P}_{s1}(t) = S[c_1 + c_2 \bar{v}(t)^n][\bar{T}_{s1}(t) - \bar{T}_a(t)], \\ \bar{P}_{s2}(t) = S[c_1 + c_2 \bar{v}(t)^n][\bar{T}_{s2}(t) - \bar{T}_a(t)] \end{cases} \quad (2.22)$$

Pode-se eliminar a necessidade de conhecer previamente a temperatura ambiente ao subtrair as Equações (2.22)

$$\bar{P}_{s1}(t) - \bar{P}_{s2}(t) = S[c_1 + c_2 \bar{v}(t)^n][\bar{T}_{s1}(t) - \bar{T}_{s2}(t)]. \quad (2.23)$$

A velocidade do fluido é então calculada por

$$\bar{v}(t) = \left[\frac{\bar{P}_{s1}(t) - \bar{P}_{s2}(t)}{Sc_2[\bar{T}_{s1}(t) - \bar{T}_{s2}(t)]} - \frac{c_1}{c_2} \right]^{\frac{1}{n}}. \quad (2.24)$$

Logo, ao utilizar o método baseado em dois sensores idênticos é necessário medir os valores de potência elétrica e temperatura alcançada dos dois dispositivos. Nesta abordagem com dois sensores, deve-se notar ainda que há uma medição indireta e implícita da temperatura ambiente.

2.3 Modelagem do sensor

A relação entre a temperatura do sensor e a corrente elétrica que atravessa o sensor é não linear. Quando o sensor é atravessado por uma corrente elétrica de determinado valor, o dispositivo alcança um certo valor de temperatura, porém caso seja injetado o dobro do valor anterior de corrente, a temperatura atingida pelo sensor não necessariamente será o dobro da alcançada anteriormente. Essa situação evidencia a não linearidade dos sensores NTC.

A própria potência do sensor depende do valor da resistência do dispositivo e, conseqüentemente, da temperatura deste. Portanto, a relação entre a entrada de energia do sistema, em forma de fonte de corrente elétrica, e a temperatura do sensor é não-linear e variante no tempo. No entanto, existem diversas técnicas de linearização de sistemas que viabilizam a aplicação de estratégias de controle clássico. No caso deste trabalho, é utilizada técnica chamada de realimentação linearizante.

A realimentação linearizante pode ser entendida como uma técnica de transformação não-linear que impõe uma relação dinâmica linear ao sistema transformado [37]. Embora a temperatura do sensor não varie linearmente com a corrente elétrica advinda de uma fonte de corrente, se assegurado um fornecimento de potência elétrica constante ao sensor, a evolução temporal da temperatura do sensor será semelhante à resposta de um sistema linear de primeira ordem à entrada de grau.

Desta maneira, pode-se modelar o sensor a partir de sua resposta à uma excitação em forma de potência elétrica $P_s(t)$, obtendo assim um modelo linear e, consequentemente, permitindo a utilização das técnicas de controles de sistemas lineares. Isso implica ainda que no sistema realimentado, o sinal de controle responsável por compensar as variações entre a saída e a referência deve ser da forma de potência elétrica. Portanto o sinal de controle $u(t)$ pode ser expresso em função da corrente do sensor $i_s(t)$:

$$u(t) = P_s(t) = R_s(t)i_s^2(t). \quad (2.25)$$

Logo, para um determinado valor de potência elétrica necessário por manter a temperatura do sensor no valor de referência desejável é calculada a corrente equivalente a ser fornecida ao NTC a partir dos valores da resistência elétrica do sensor obtidos através da realimentação. Sendo assim o sinal injetado no sensor é na forma de uma corrente elétrica que garante que a potência do sensor seja a requerida pelo sistema de controle de temperatura.

A corrente a ser fornecida ao sensor para o controle de temperatura é calculada por

$$i_s(t) = \sqrt{\frac{u(t)}{R_s(t)}}. \quad (2.26)$$

A partir da excitação por aquecimento Joule e ao considerar a temperatura ambiente como uma perturbação externa que não é contemplada no modelo nominal do sensor, a Eq. (2.5) pode ser resumida a

$$P_s(t) = G_{th}T_s(t) + C_{th}\frac{dT_s(t)}{dt}, \quad (2.27)$$

isto é, a potência elétrica é a única entrada do sistema linear cuja saída de interesse é a temperatura do sensor.

Então há a possibilidade de modelar o sensor como um sistema linear tendo em vista que a entrada do sistema é a potência e não a tensão ou a corrente elétrica. Logo, qualquer projeto de controle para este modelo de sensor implicará em um sinal de controle em forma de potência. Essa lei de controle, contudo, pode ser revertida na forma de corrente a partir dos valores discretizados da temperatura ou resistência do sensor. Este procedimento pode ser implementado por meio de um algoritmo de conversão e garante que haja uma equivalência entre o sinal de controle e a corrente exigida da fonte.

Considerando as condições iniciais nulas e aplicando a Transformada de Laplace na Eq. (2.27) e, tem-se que

$$P_s(s) = G_{th}T_s(s) + C_{th}sT_s(s). \quad (2.28)$$

Deste modo, a função de transferência da potência elétrica para a temperatura do sensor pode ser expressa por

$$G(s) = \frac{T_s(s)}{P_s(s)} = \frac{1}{C_{th}s + G_{th}}, \quad (2.29)$$

ou ainda,

$$G(s) = \frac{T_s(s)}{P_s(s)} = \frac{\frac{1}{G_{th}}}{\frac{C_{th}}{G_{th}}s + 1}. \quad (2.30)$$

A Eq. (2.30) revela que o sensor NTC pode ser modelado por uma função de transferência de primeira ordem cujo ganho estático e constante de tempo equivalem a $\frac{1}{G_{th}}$ e $\frac{C_{th}}{G_{th}}$, respectivamente.

As simulações foram realizadas na ferramenta de modelagem *Simulink* do programa computacional *MATLAB*, desenvolvido pela empresa *MathWorks*. O *Simulink* é reconhecido por ser um importante utensílio para a modelagem, simulação e análise de sistemas dinâmicos como é o caso do presente trabalho.

A Tabela 2.1 apresenta os valores dos parâmetros do sensor NTC simulado no ambiente *Simulink*, as quais foram extraídas do datasheet do sensor e disponibilizado pelo fabricante [38].

Tabela 2.1: Parâmetros do sensor NTC EPCOS disponibilizados pelo fabricante TDK.

Parâmetro	Valor
ρ	0,004625 Ω
γ	3988 K
G_{th}	1,5 mW/K
C_{th}	22,5 mJ/K

A característica resistência elétrica/temperatura do sensor NTC é dada para a faixa de temperatura compreendida entre $-55^{\circ}C$ a $155^{\circ}C$. Contudo, o intervalo de tolerância de temperatura ($\pm 0.2, \pm 0.5$) K é definido para a faixa entre $0^{\circ}C$ e $70^{\circ}C$. Logo, essa faixa é tomada como o intervalo cuja tolerância de temperatura do sensor é conhecida.

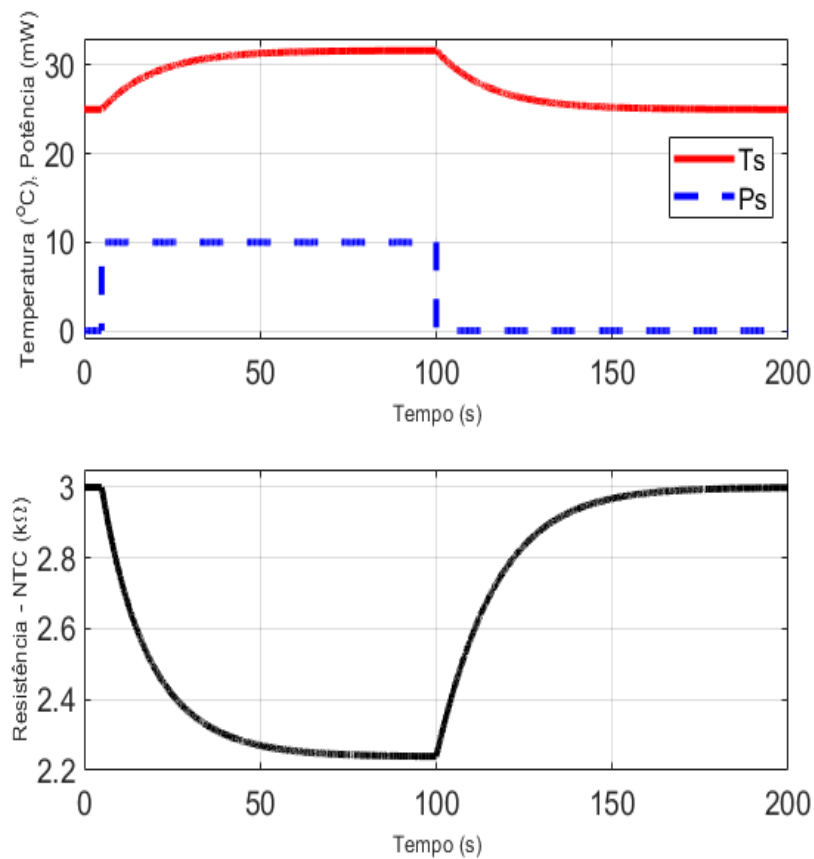


Figura 2.2: Simulação da resposta do sensor à entrada degrau de potência.

A Figura 2.2 ilustra a simulação da resposta de temperatura do sensor à entrada degrau de potência elétrica quando considerada nula a radiação térmica incidente sobre o dispositivo. O sensor NTC que serviu como base para a escolha dos parâmetros é um EPCOS de $3\text{ k}\Omega$ a $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ cujos parâmetros estáticos e dinâmicos são facilmente encontrados na folha de especificação do fabricante TDK.

Na simulação a temperatura ambiente foi fixada em $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ enquanto que a radiação térmica foi fixada em zero, representando a situação em que o sensor não recebe energia advinda da radiação térmica do meio. Um degrau de potência com amplitude de 10 mW é aplicado ao dispositivo e após 90 segundos é cessada tal excitação. Percebe-se que, como o esperado, a temperatura do sensor entra em regime permanente. É válido salientar que de fato, para entrada de potência, o sensor responde como um sistema de primeira ordem e isso é notável tanto na resposta quando da excitação quanto na resposta quando da interrupção da excitação.

Da Eq. (2.30) tem-se que a função de transferência da potência elétrica para a temperatura do sensor, utilizando os valores de parâmetros apresentados na Tabela 2.1, é expressa por

$$G(s) = \frac{T_s(s)}{P_s(s)} = \frac{666,7}{15s + 1}. \quad (2.31)$$

Com tais valores de condutância e capacitância térmica, a constante de tempo do sensor equivale a 15 s e o ganho estático, $666,7\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Esse será o modelo dinâmico de sensor a ser considerado nos cálculos de projeto de sistema de controle de temperatura.

2.4 IMC com um grau de liberdade (IMC-1DOF)

Nos trabalhos [26], [28] e [29], a estratégia de controle adotada foi o IMC-1DOF. O IMC-1DOF pode ser resumido a um controlador PI estruturado para que seu zero se cancele com o polo da malha aberta, resultando na possibilidade de fixar um novo polo de malha fechada convenientemente mais rápido. Uma das dificuldades práticas em se utilizar tal estratégia, é a não garantia do cancelamento de polo e zero ser exata, podendo deixar o sistema ainda mais lento.

Este método atende as especificações do problema servo, fazendo com que a temperatura do sensor se acomode em um tempo mais curto que o tempo de resposta de malha aberta perante a uma mudança de referência, o que permite rapidez na estimativa da temperatura ambiente, radiação térmica ou velocidade de um fluido. Entretanto a rejeição a perturbações na entrada da planta, seja por variação radiação térmica, seja variação de temperatura ambiente, depende muito tempo para acontecer em sua plenitude. Os transitórios gerados pela presença de perturbações no sistema perduram aproximadamente o tempo de resposta de malha aberta. Este problema será detalhado posteriormente neste trabalho.

2.4.1 Análise de comportamento regulatório

A Figura 2.3 ilustra um sistema de controle clássico com controlador e filtro de referência.

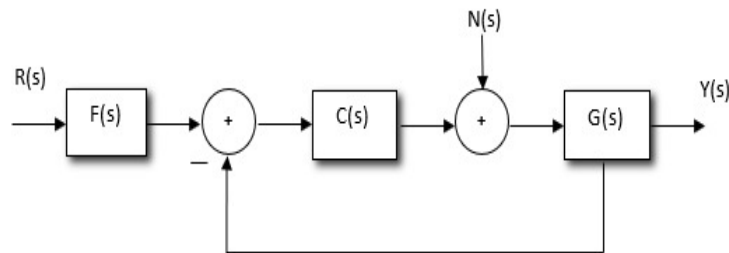


Figura 2.3: Sistema de controle clássico com controlador e filtro de referência.

A função de transferência de malha fechada da entrada $R(s)$ para a saída $Y(s)$ de um sistema de controle com o filtro $F(s)$ tem ganho unitário é expressa por

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = H(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)}, \quad (2.32)$$

sendo

- $C(s)$ a função de transferência do controlador; e
- $G(s)$ a função de transferência da planta.

No caso do sensor NTC, a entrada disponível é a potência elétrica $P_s(s)$ e a saída do sistema é a temperatura do sensor. Como visto anteriormente, a função de transferência de malha aberta da potência elétrica para a temperatura do sensor pode ser expressa por uma função de primeira ordem

$$G(s) = \frac{T_s(s)}{P_s(s)} = \frac{G_o}{\tau s + 1}, \quad (2.33)$$

em que

- G_o é o ganho estático; e
- τ é a constante de tempo.

Como apresentado nos trabalhos [26], [28] e [29], um controlador simples capaz de executar o seguimento de referência em forma de degrau é PI (Proporcional Integrativo). A função de transferência de um controlador PI pode ser expressa por

$$C(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right), \quad (2.34)$$

na qual

- K_c é o ganho proporcional; e
- T_i é o tempo integrativo.

Como premissa da técnica do IMC de um grau de liberdade, o zero do controlador PI deve cancelar com o polo da função de transferência do sensor. Para isso, é fundamental ajustar o tempo integrativo do controlador ao valor da constante de tempo do processo τ , o que resulta em

$$C(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{\tau s} \right). \quad (2.35)$$

Substituindo as Equações (2.33) e (2.35) na Eq. (2.32), obtém-se que

$$H(s) = \frac{K_c \left(1 + \frac{1}{\tau s} \right) \left(\frac{G_o}{\tau s + 1} \right)}{1 + K_c \left(1 + \frac{1}{\tau s} \right) \left(\frac{G_o}{\tau s + 1} \right)}, \quad (2.36)$$

$$H(s) = \frac{K_c \left(\frac{\tau s + 1}{\tau s} \right) \left(\frac{G_o}{\tau s + 1} \right)}{1 + K_c \left(\frac{\tau s + 1}{\tau s} \right) \left(\frac{G_o}{\tau s + 1} \right)}, \quad (2.37)$$

$$H(s) = \frac{K_c(\frac{G_o}{\tau s})}{1 + K_c(\frac{G_o}{\tau s})}, \quad (2.38)$$

$$H(s) = \frac{K_c(\frac{G_o}{\tau})}{s + K_c(\frac{G_o}{\tau})}. \quad (2.39)$$

Deste modo, o polo de malha fechada, s^* , é dado por

$$s^* = -K_c \frac{G_o}{\tau} \quad (2.40)$$

Visando a estabilidade do sistema, todos os polos necessariamente devem estar no semiplano lateral esquerdo. Isso implica no fato de que o ganho proporcional do controlador deve ser positivo ao assumir G_o positivo. Portanto, a função de transferência de malha fechada apresenta um polo dominante que pode ser convenientemente alocado num valor de interesse ao especificar o valor de K_c .

Por outro lado, sabe-se que a função de transferência de uma perturbação $N(s)$ na entrada da planta para a saída $T_s(s)$ é expressa por

$$\frac{T_s(s)}{N(s)} = \frac{G_s(s)}{1 + C_s(s)G_s(s)}. \quad (2.41)$$

Substituindo a Eq. (2.33) e na Eq. (2.35) em (2.41), resulta em

$$\frac{T_s(s)}{N(s)} = \frac{(\frac{G_o}{\tau s + 1})}{1 + K_c(1 + \frac{1}{\tau s})(\frac{G_o}{\tau s + 1})}, \quad (2.42)$$

$$\frac{T_s(s)}{N(s)} = \frac{(\frac{G_o}{\tau s + 1})}{1 + K_c(\frac{\tau s + 1}{\tau s})(\frac{G_o}{\tau s + 1})}, \quad (2.43)$$

$$\frac{T_s(s)}{N(s)} = \frac{(\frac{G_o}{\tau s + 1})}{1 + K_c(\frac{G_o}{\tau s})}, \quad (2.44)$$

$$\frac{T_s(s)}{N(s)} = \frac{(\frac{G_o \tau s}{\tau s + 1})}{\tau s + K_c G_o}, \quad (2.45)$$

$$\frac{T_s(s)}{N(s)} = \frac{G_o \tau s}{(\tau s + K_c G_o)(\tau s + 1)}. \quad (2.46)$$

A Eq. (2.46) mostra que, uma vez que o polo da função de transferência é definido de tal sorte que seja mais rápido que o polo da planta, o polo dominante da função de transferência da perturbação para a saída é o polo de malha aberta, $s^* = -1/\tau$. Isso faz com que o transitório, ocasionado por uma perturbação na entrada da planta, despenda um tempo próximo ao tempo de resposta de malha aberta para esvanecer.

2.4.2 Simulações

A Figura 2.4 apresenta a simulação do controle de temperatura do sensor do sistema de medição por um controlador IMC-1DOF. Os valores dos parâmetros utilizados na simulação foram os mesmos que os parâmetros da Tabela 2.1. É ilustrada na Figura 2.5 a simulação da estimativa da temperatura ambiente utilizando o mesmo controlador. A Figura 2.6

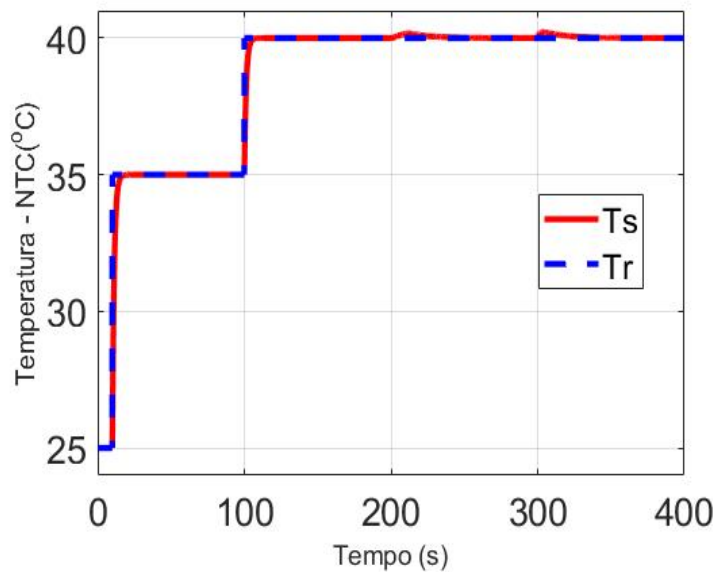


Figura 2.4: Simulação de controle de temperatura do sensor utilizando o sistema de controle IMC-1DOF.

No ambiente de simulação são realizadas duas mudanças da temperatura de referência. Tendo em vista o problema regulatório, foram incorporadas também perturbações na entrada da planta na forma de variação de temperatura do meio onde o sensor se encontra e variação de radiação térmica absorvida pelo sensor. A

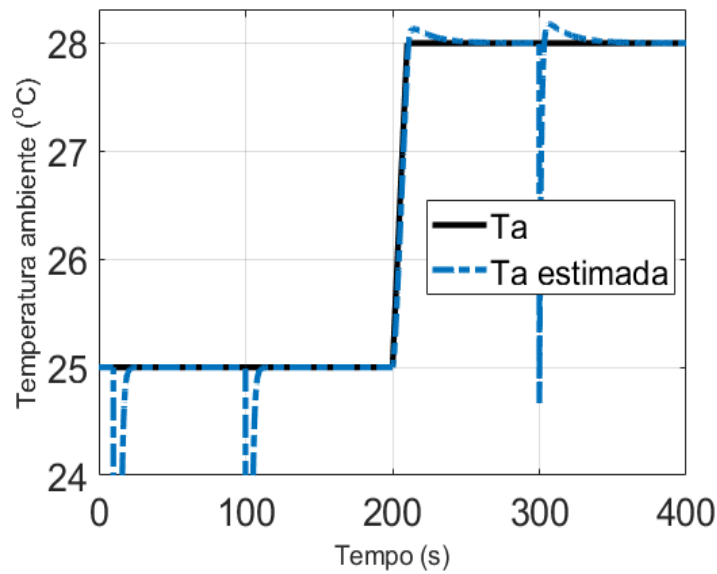


Figura 2.5: Simulação de estimativa de temperatura ambiente utilizando o sistema de controle IMC-1DOF.

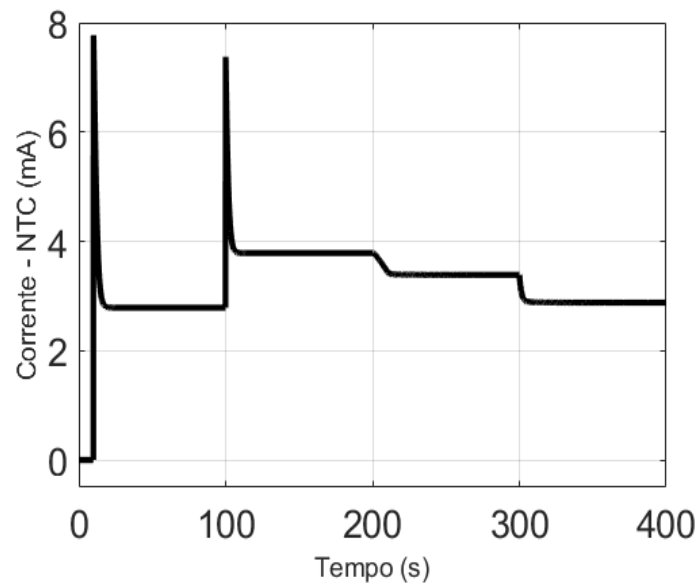


Figura 2.6: Simulação do sinal de controle utilizando o sistema de controle IMC-1DOF.

perturbação de temperatura ambiente é introduzida por uma rampa com inclinação de $0,3\text{ }^{\circ}\text{C/s}$ iniciada no instante $t = 200\text{ s}$ e cessada em $t = 210\text{ s}$, ocasionando

a elevação de temperatura ambiente de 25°C para 28°C . Relativo à perturbação de radiação térmica absorvida, foi simulado um degrau de amplitude 10 mW na entrada da planta.

O esforço de controle é apresentado pela curva de corrente elétrica que atravessa o sensor devido à realimentação linearizante. O sensor foi primeiramente modelado pela sua resposta à entrada degrau de potência elétrica, porém o sinal de controle é traduzido na forma de corrente elétrica graças aos valores instantâneos da temperatura do sensor proporcionados pela realimentação. Tais valores de temperatura do sensor podem ser convertidos, com posse dos valores dos parâmetros estáticos do sensor, em valores de resistência, permitindo que a potência a ser entregue ao sensor seja sempre a desejável para o controle de temperatura.

O polo dominante da função de transferência de malha fechada foi alocado em $-0,8\text{ rad/s}$. Com isso, o controlador projetado tem função de transferência $C(s)$ dada por

$$C(s) = 0,018 \left(1 + \frac{1}{15s} \right), \quad (2.47)$$

e a função de transferência de malha fechada $H(s)$, após o cancelamento, é dada por

$$H(s) = \frac{0,8}{s + 0,8}. \quad (2.48)$$

O polo alocado da malha fechada resulta numa nova constante de tempo de $1,25s$, aproximadamente 83% mais rápido que o polo de malha aberta. Vale ressaltar que o sistema de controle pode ser projetado para agir ainda mais rápido em face às mudanças de referência, mas ao propósito de discussão apresentado neste trabalho tal especificação é suficiente.

Concernente ao efeito de uma perturbação na entrada da planta para a saída, a função de transferência que resume sua dinâmica é expressa por

$$\frac{T_s(s)}{N(s)} = \frac{44,447s}{(s + 0,8)(s + 0,06667)}. \quad (2.49)$$

Dos polos explicitados na função de transferência da perturbação para a temperatura do sensor, tem-se que o polo dominante da resposta (o polo mais lento) é

$-0,06667 \text{ rad/s}$.

A corrente máxima necessária a ser injetada no sensor para este cenário de controle de temperatura não ultrapassou 8 mA. Esta informação se torna importante no que tange o dispositivo de atuação a ser escolhido, pois respeitando os limites do atuador evita-se efeitos de saturação do sistema de controle.

É possível verificar que os piores casos acontecem quando da presença de perturbações. O sistema demora de rejeitar completamente as perturbações, permitindo que os efeitos transitórios perdurem por mais tempo e ocasione uma espera maior para a temperatura do sensor se estabilizar e, conseqüentemente, as medições.

No caso da perturbação de temperatura do meio, a estimativa chega a diferir de $0,14 \text{ }^{\circ}\text{C}$ do valor de temperatura ambiente real utilizada na simulação. Para o caso da perturbação de radiação térmica absorvida pelo sensor essa diferença chega ao valor máximo de $0,18 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Para ambos os casos foram necessários em torno de $65,3 \text{ s}$ para que a estimativa convergisse ao valor de referência.

Também foram simuladas as estimativas de radiação térmica incidente $H(t)$ e velocidade de fluido $v(t)$ a título de exemplo. A Figura 2.7 mostra os resultados de simulação quando o mensurando é a radiação térmica incidente sobre o sensor. Cabe frisar que a radiação absorvida pelo sensor é o produto da quantidade de radiação térmica que incide sobre o sensor pelos fatores de coeficiente de transmissividade-absorvidade e da área superficial do dispositivo. O sinal de controle é o mesmo para o caso da medição de temperatura ambiente uma vez que não foi alterado o controle de temperatura e sim a grandeza ao qual se quer medir. Os valores dos parâmetros utilizados na simulação de medição de radiação térmica incidente estão disponibilizados na Tabela 2.2. Foi inserida uma radiação $H(t)$ em forma de degrau unitário com amplitude de 5 W no instante $t = 300\text{s}$.

Tabela 2.2: Parâmetros do sensor para simulação de estimativa de radiação térmica.

Parâmetro	Valor
S	$0,004 \text{ m}^2$
α	50%

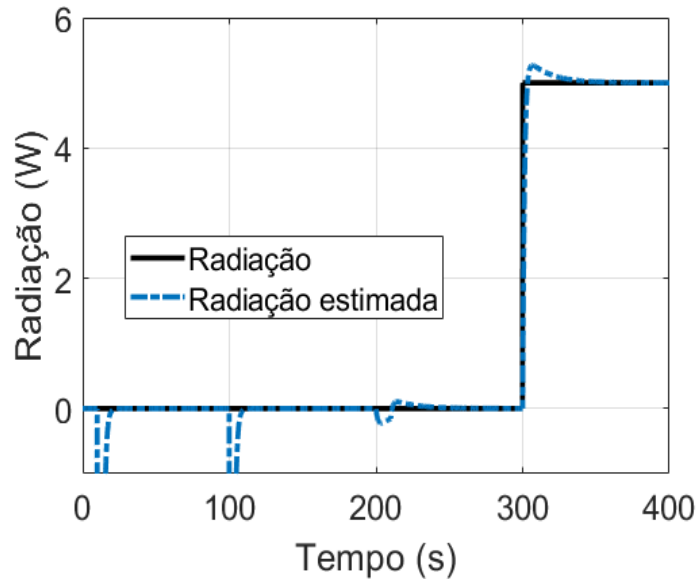


Figura 2.7: Simulação da estimativa de radiação térmica incidente sobre o sensor utilizando o sistema de controle IMC-1DOF.

Assim como no caso de medição de temperatura ambiente, a estimativa de radiação também se mostrou lenta na resolução dos efeitos transitórios na temperatura do sensor diante de perturbações na entrada da planta.

A Tabela 2.3 apresenta os valores dos parâmetros utilizados na simulação de medição de velocidade de fluido

Tabela 2.3: Parâmetros do sensor para simulação de estimativa de velocidade de fluido.

Parâmetro	Valor
S	$0,0004 \text{ m}^2$
c_1	$3,75$
c_2	$0,5$

A Eq. da condutância térmica considerada foi do tipo quadrática ($n = 2$):

$$G_{th}(t) = S[c_1 + c_2 v(t)^2]. \quad (2.50)$$

O sensor está imerso a um fluido com velocidade constante e igual a 2 m/s

durante toda a simulação.

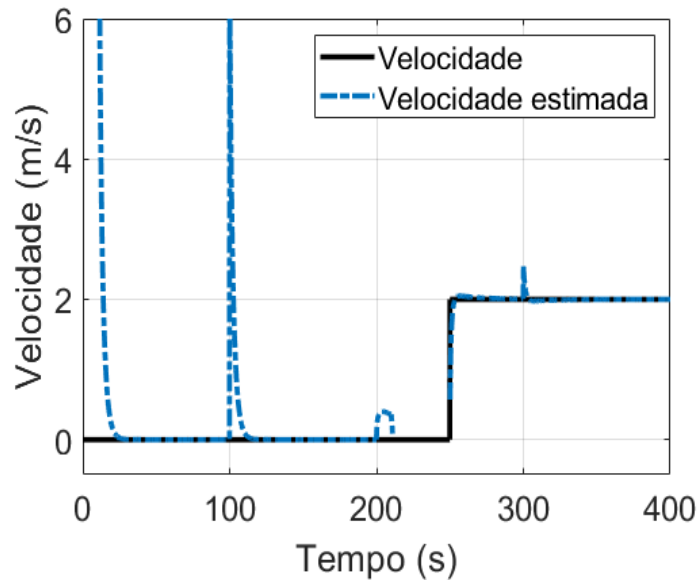


Figura 2.8: Simulação da estimativa de velocidade de fluido utilizando o sistema de controle IMC-1DOF.

A ilustração da simulação é realizada na Figura 2.8. Como o esperado pela discussão sobre o desempenho da técnica IMC-1DOF no problema regulatório, o polo que define o comportamento do sistema em frente a perturbações é o polo de malha aberta.

Ao se utilizar de um sistema de controle para manter a temperatura do dispositivo de medição em um determinado valor pode ser interessante que ele esteja preparado não só a mudanças de referência mas também a distúrbios na entrada do processo.

Os sistemas de medição baseados em sensores NTC são flexíveis no que tange os mensurandos possíveis, sendo empregados não somente em medições de temperatura ambiente mas também de velocidade de fluido, radiação térmica e batimentos cardíacos.

Dispondo dos valores de resistência e corrente elétrica do sensor, é factível a medição da temperatura do meio no qual o dispositivo se encontra. No entanto, a fim de que a estimativa da temperatura ambiente não apresente instabilidades é primordial que o valor da temperatura do sensor convirja ao seu valor de regime

permanente. Devido à relação entre as variáveis, quanto mais rápido a temperatura do sensor se estabilize mais rápida a medição da temperatura ambiente poderá ser realizada.

Levando em conta a alta vulnerabilidade do sistema a perturbações, o desempenho da técnica IMC-1DOF se torna um grande problema na estimativa do mensurando. A convergência necessária da temperatura do sensor para a estimativa nas condições onde há distúrbios de temperatura ambiente e/ou radiação térmica (regulação) despende muito mais tempo do que o preciso em relação a condições em que tais distúrbios inexistem.

Em conclusão, por mais que a técnica IMC-1DOF seja consistente no seguimento de referência, ela não se compromete em adequar o sistema de medição quanto a ação regulatória. A técnica permite que o transitório de temperatura do sensor persista por muito tempo, resultando em incertezas prolongadas na estimativa da grandeza de interesse.

Capítulo 3

Problema regulatório: abordagem com 2 graus de liberdade

Como já discutido, a estratégia IMC-1DOF não apresenta bons resultados relativos à rejeição de perturbações na entrada do sensor, fazendo com que o polo dominante da dinâmica de rejeição seja o polo de malha aberta do sensor. Pode-se utilizar outras técnicas de controle a fim de não apenas assegurar o seguimento de referência como também melhorar o tempo necessário para o sistema rejeitar perturbações, fazendo com que o efeito de um distúrbio na saída desapareça de forma mais rápida. Isso pode enriquecer muito o sistema de medição no que diz respeito à estimativa de temperatura ambiente, radiação térmica ou velocidade de um fluido uma vez que a temperatura do sensor se acomodará em um menor intervalo de tempo.

Posto isto, neste capítulo são propostas outras duas estratégias com o propósito de aprimorar o desempenho regulatório no sistema de medição baseado em sensores NTC. São propostas duas outras técnicas de controle para substituir o IMC-1DOF e fazer com que a temperatura do sensor entre em regime de forma mais rápida diante de perturbações na entrada da planta:

- IMC com dois graus de liberdade (IMC-2DOF); e
- DOBC (*Disturbance Observer-Based Control* - Controle Baseado em Observador de Perturbação).

3.1 IMC com dois graus de liberdade (IMC-2DOF)

A vantagem de se utilizar a técnica do IMC com dois graus de liberdade ao invés de um grau de liberdade é sintonizar um dos dois parâmetros para atender ao problema servo enquanto que o segundo parâmetro pode ser ajustado com o intuito de melhorar o problema regulatório.

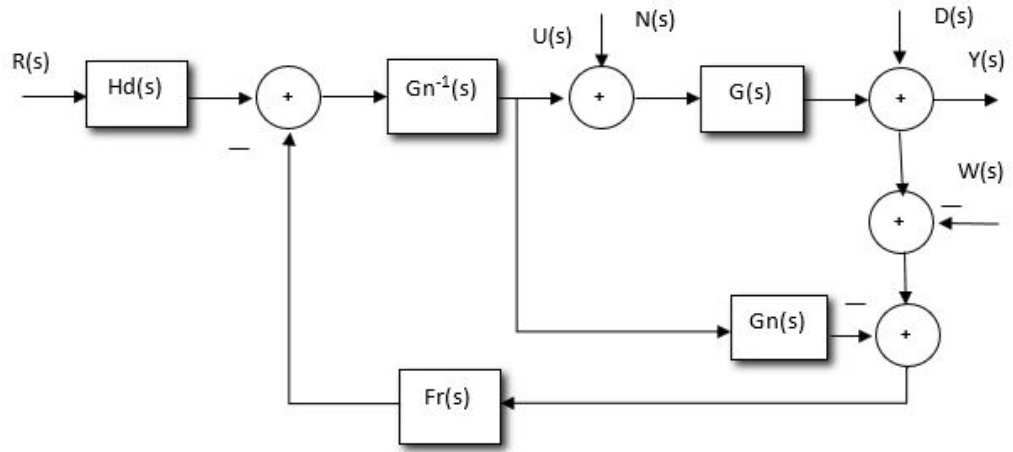


Figura 3.1: Sistema de controle IMC-2DOF.

A Figura 3.1 ilustra um sistema de controle baseado na estratégia IMC-2DOF para plantas estáveis com fase não-mínimas e com perturbações na entrada da planta, na saída e na realimentação: $N(s)$, $D(s)$ e $W(s)$ respectivamente.

A estrutura do novo sistema de controle introduz dois blocos: $Hd(s)$ e $Fr(s)$. O bloco $Hd(s)$ se encarrega de configurar o comportamento de seguimento de referência enquanto que o $Fr(s)$ permite melhorar a rejeição de perturbação. A restrição da planta de não ter zeros no semiplano lateral direito é explicada pelo fato do zero da planta se tornar polo da malha fechada, o que levaria o sistema à região de instabilidade.

O sistema IMC-2DOF ilustrado na Figura 3.1 pode ser ainda comparado ao sistema de controle clássico apresentado na Figura 2.3. Sendo assim, tem-se que

o filtro $F(s)$ e o controlador $C(s)$ do sistema de controle clássico equivalem a

$$F(s) = \frac{H_d(s)}{F_r(s)}, \quad (3.1)$$

e,

$$C(s) = \frac{F_r(s)G_n^{-1}(s)}{1 - F_r(s)}. \quad (3.2)$$

Para a garantia da causalidade dos sistemas, são imprescindíveis as seguintes condições:

- o grau relativo de $F_r(s)$ seja maior ou igual que o grau relativo da planta;
- o grau relativo de $H_d(s)$ seja maior ou igual que o grau relativo de $F_r(s)$.

A função de transferência da referência para a saída é expressa por:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = H_d(s). \quad (3.3)$$

Nota-se que a função de transferência $H_d(s)$ irá determinar como a saída responde a uma determinada entrada. Logo, é interessante impor que os polos dominantes de tal função de transferência estejam alocados mais distantes do eixo imaginário para garantir a devida rapidez na estabilização da temperatura do sensor termo-resistivo quando ocorre mudança de temperatura de referência.

Para esta estrutura de sistema de controle, a função de transferência de uma perturbação qualquer na entrada da planta para a saída é expressa por:

$$\frac{Y(s)}{N(s)} = G_n(s)[1 - F_r(s)]. \quad (3.4)$$

A ideia desta nova técnica é similar ao cancelamento de polo e zero objetivado pela estratégia IMC-1DOF porém, além desse cancelamento, também é desejável a sintonia de um segundo parâmetro do controlador para satisfazer o desempenho regulatório do sistema realimentado.

Com o intuito de determinar os valores dos parâmetros do novo sistema de controle destinado a melhorar o problema regulatório foram utilizados dois critérios a serem atendidos. O primeiro critério é baseado na eliminação do controlador

equivalente. Existe a necessidade de não permitir que o comportamento de malha aberta defina o comportamento do sistema controlado diante de distúrbios. A eliminação é executada ao se projetar o ganho de $F_r(s)$ igual a unidade quando s igual a $-\frac{1}{\tau}$, ou seja,

$$F_r\left(s = -\frac{1}{\tau}\right) = 1. \quad (3.5)$$

O segundo critério resulta da aplicação do Teorema do Valor Final e garante o esvanecimento do efeito de uma perturbação na saída ao longo do tempo, isto é, a tendência a zero de uma resposta a uma perturbação, possibilitando que a saída convirja para o valor de referência quando ocorrem perturbações. Este segundo critério é atendido ao impor que o ganho estático de $F_r(s)$ seja unitário.

Seja $y(t)$ e $n(t)$ a saída do sistema e uma perturbação na entrada da planta, respectivamente, enquanto que $Y(s)$ e $N(s)$ representam suas respectivas transformadas de Laplace. Considere também que a função de transferência do distúrbio para a saída seja dado por

$$H_{YN}(s) = \frac{Y(s)}{N(s)}. \quad (3.6)$$

Pelo o Teorema do Valor Final, o valor que a saída $y(t)$ alcança quando o tempo tende a infinito é dado por:

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} y(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sY(s), \quad (3.7)$$

desde que $sY(s)$ possua todos os polos estritamente no semi-plano lateral esquerdo.

A saída pode ainda ser expressa como o produto no domínio da frequência da função de transferência da perturbação para a saída, $H_{YN}(s)$, pela própria perturbação $N(s)$,

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} y(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sN(s)H_{YN}(s). \quad (3.8)$$

Considerando o distúrbio tendo natureza constante e de valor unitário para simplificar a análise, tem-se que

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} y(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s\left(\frac{1}{s}\right)H_{YN}(s), \quad (3.9)$$

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} y(t) = \lim_{s \rightarrow 0} H_{YN}(s), \quad (3.10)$$

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} y(t) = H_{YN}(0). \quad (3.11)$$

No caso do sistema de controle baseado na estratégia do IMC-2DOF, a função de transferência de uma perturbação na entrada da planta para a saída já é conhecida e pode ser observada na Eq. (3.4). Substituindo a Eq. (3.4) na Eq. (3.11) e forçando-se o valor da saída excitada por um perturbação a zero, obtem-se que

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} y(t) = G_n(0)[1 - F_r(0)] = 0. \quad (3.12)$$

Como possíveis soluções tem-se:

$$G_n(0) = 0, \quad (3.13)$$

o que descarta a possibilidade de ocorrer uma vez que implica no ganho estático da planta ser zero, e a outra solução é

$$[1 - F_r(0)] = 0, \quad (3.14)$$

$$-F_r(0) = -1, \quad (3.15)$$

portanto

$$F_r(0) = 1. \quad (3.16)$$

Conclui-se então sobre a importância em atender o segundo critério estabelecido no que tange o problema regulatório do sistema de controle posto que tal condição certifica a rejeição total a perturbações na entrada da planta.

Ao se utilizar da estratégia de controle IMC-2DOF deve se definir o comportamento servo através da função de transferência $H_d(s)$ e o comportamento regulatório através de $F_r(s)$. Por motivos de facilidade e de simplicidade, a função de transferência $H_d(s)$ pode ser escolhida como sendo de primeira ordem com ganho estático unitário cuja constante de tempo é determinada a partir da especificação do projeto. Logo, $H_d(s)$ pode ser expressa por

$$H_d(s) = \frac{1}{\lambda s + 1}, \quad (3.17)$$

em que λ é a constante de tempo de função de transferência.

Uma vez utilizadas as informações oriundas dos critérios de controle impostos é possível encontrar uma função para se determinar $F_r(s)$. Uma possível candidata

de $F_r(s)$ é

$$F_r(s) = \frac{ds + 1}{(cs + 1)^2}, \quad (3.18)$$

que possui dois parâmetros a serem sintonizados para atenderem tanto o cancelamento do polo da planta quanto a rejeição de perturbação. A relação entre os parâmetros c e d pode ser determinada a partir dos dois critérios apresentados. O critério da rejeição da perturbação é atendido visto que

$$F_r(s=0) = \frac{d \cdot 0 + 1}{(c \cdot 0 + 1)^2} = \frac{1}{1^2} = 1. \quad (3.19)$$

Sendo assim, apenas cabe atender ao critério de cancelamento do polo da planta. Para tanto deve-se forçar que a função de transferência $F_r(s)$ assumo valor unitário quando s for igual ao valor negativo do inverso numérico da constante de tempo da planta, $s = -\frac{1}{\tau}$.

$$F_r\left(s = -\frac{1}{\tau}\right) = \frac{d\left(-\frac{1}{\tau}\right) + 1}{\left[c\left(-\frac{1}{\tau}\right) + 1\right]^2} = 1. \quad (3.20)$$

Ao isolar o parâmetro d resulta em

$$d = \frac{-1 + \left[c\left(-\frac{1}{\tau}\right) + 1\right]^2}{-\frac{1}{\tau}}. \quad (3.21)$$

Portanto, é possível definir um sistema de controle mais adequado para atuar em situações em que ocorrem distúrbios consideráveis dado que o novo sistema possui um grau de liberdade a mais que aquele comumente utilizado no controle de temperatura dos sistemas de medição estudados.

3.2 Controle Baseado em Observador de Perturbação (DOBC)

A segunda estratégia sugerida com o objetivo de melhorar a questão regulatória do sistema de medição de temperatura ambiente é baseada em um observador de perturbação. O observador é utilizado para estimar tudo que representa perturbação na relação da entrada para a saída, permitindo que os efeitos de tais perturbações possam ser atenuados pela atuação do controlador.

Seja um sistema com perturbação representado em sua forma de espaço de estados:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + n(t), \quad (3.22)$$

em que $x(t)$, $u(t)$ e $n(t)$ são respectivamente o vetor de estados, a entrada do sistema e a perturbação.

Fazendo comparação entre a Eq. (3.22) com a equação de balanço de energia do sensor termo-resistivo NTC, Eq. (2.5), tem-se que

$$A = -\frac{G_{th}}{C_{th}}; \quad (3.23)$$

$$B = \frac{1}{C_{th}}; \quad (3.24)$$

$$u(t) = P_s(t); \quad (3.25)$$

$$n(t) = \frac{1}{C_{th}}[\alpha SH(t) + G_{th}T_a(t)]. \quad (3.26)$$

Considerando nulas as condições iniciais dos sinais e aplicando a transformada de Laplace, a Eq. (3.22) resulta em

$$sX(s) = AX(s) + BU(s) + N(s). \quad (3.27)$$

A fim de estimar a perturbação, isola-se $N(s)$:

$$N(s) = sX(s) - AX(s) - BU(s). \quad (3.28)$$

A Eq. (3.28) traz uma informação importante quanto a factibilidade de se estimar a perturbação a qual o sistema está exposto. A estimativa da perturbação não seria realizável pelo fato de precisar dos valores das derivadas dos estados $sX(s)$ nos cálculos. Em contrapartida, como solução para a estimativa, pode-se ainda calcular a perturbação filtrada, ou seja, o sinal da perturbação na saída de um filtro $F_n(s)$

$$\hat{N}(s) = F_n(s)N(s). \quad (3.29)$$

Logo, substituindo a Eq. (3.28) na Eq. (3.29) o sinal da perturbação filtrada pode ser estimado por

$$\hat{N}(s) = F_n(s)[sX(s) - AX(s) - BU(s)], \quad (3.30)$$

de outra forma,

$$\hat{N}(s) = F_n(s)(sI - A)X(s) - F_n(s)BU(s). \quad (3.31)$$

Em se tratando do sensor NTC, as matrizes A e B se resumem aos escalares a e b :

$$\hat{N}(s) = F_n(s)(s - a)X(s) - bF_n(s)U(s). \quad (3.32)$$

É interessante frisar que pela Eq. (3.23), a assume valor negativo haja visto que tanto a condutância quanto a capacitância térmica possuem valores positivos. Este fato implica necessariamente na estabilidade do sistema.

Na estratégia de controle baseado em observador de perturbação o sinal de controle do sistema realimentado, $u(t)$, pode ser decomposto em duas parcelas

$$u(t) = u_c(t) + u_p(t), \quad (3.33)$$

na qual a parcela $u_c(t)$ representa o nível de sinal de controle necessário para que a saída atinja o valor de referência e a parcela $u_p(t)$ representa a parte do sinal de controle encarregada da execução da rejeição de perturbações.

Para um sistema realimentado com ganho proporcional, a parcela $u_c(t)$ é expressa por

$$u_c(t) = k[y(t) - y_r(t)] - \frac{a}{b}y_r(t), \quad (3.34)$$

sendo k um ganho de realimentação e $y_r(t)$ é o valor de referência.

Note que $u_r(t) = -\frac{a}{b}y_r(t)$ é o sinal de controle nominal que se encarrega de igualar a saída ao valor de referência $y(t) = y_r(t)$. A outra parcela do sinal de controle total é responsável por rejeitar possíveis perturbações. Sendo assim, tem-se que

$$u_p(t) = -\frac{1}{b}\mathcal{L}^{-1}\{F_n(s)(s - a)X(s) - bF_n(s)U(s)\}, \quad (3.35)$$

$$u_p(t) = \mathcal{L}^{-1}\{F_n(s)U(s) - F_n(s)\frac{(s - a)}{b}X(s)\}. \quad (3.36)$$

Substituindo as Equações (3.34) e (3.36) na Eq. (3.33), tem-se que o sinal de controle é expresso na sua totalidade por

$$u(t) = k[y(t) - y_r(t)] - \frac{a}{b}y_r(t) + \mathcal{L}^{-1}\{F_n(s)U(s) - F_n(s)\frac{(s - a)}{b}X(s)\}. \quad (3.37)$$

Deste modo, a lei de controle do sistema expressa no domínio da frequência é dada por

$$U(S) = k[Y(s) - Y_r(s)] - \frac{a}{b}Y_r(s) + [F_n(s)U(s) - F_n(s)\frac{(s-a)}{b}X(s)], \quad (3.38)$$

$$[1 - F_n(s)]U(S) = k[Y(s) - Y_r(s)] - \frac{a}{b}Y_r(s) - F_n(s)\frac{(s-a)}{b}X(s). \quad (3.39)$$

Vale lembrar que o estado é diretamente a saída do sistema. Sendo assim,

$$X(s) = Y(s). \quad (3.40)$$

Logo, substituindo a Eq. (3.40) na Eq. (3.39) é possível simplificar esta última a:

$$[1 - F_n(s)]U(S) = k[Y(s) - Y_r(s)] - \frac{a}{b}Y_r(s) - F_n(s)\frac{(s-a)}{b}Y(s), \quad (3.41)$$

$$[1 - F_n(s)]U(S) = [k - F_n(s)\frac{(s-a)}{b}]Y(s) - (k + \frac{a}{b})Y_r(s), \quad (3.42)$$

$$U(s) = \frac{\{[k - F_n(s)\frac{(s-a)}{b}]Y(s) - (k + \frac{a}{b})Y_r(s)\}}{1 - F_n(s)}. \quad (3.43)$$

Construir uma estrutura de controle que garanta que a lei estabelecida na Eq. (3.43) assegure a implementação do sistema baseado em observador de perturbação. Para facilitar o projeto e sem prejudicar o atendimento das especificações, o filtro da perturbação a ser utilizado pode ser um filtro passa-baixas de primeira ordem

$$F_n(s) = \frac{1}{\zeta s + 1}, \quad (3.44)$$

no qual $\frac{1}{\zeta}$ representa a frequência de corte do filtro em radianos por unidade de tempo.

Nesta abordagem, as relações nominais da referência $R(s)$ e da perturbação $N(s)$ para a saída são respectivamente:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{-a - bk}{s - a - bk}, \quad (3.45)$$

$$\frac{Y(s)}{N(s)} = 1 - F_n(s). \quad (3.46)$$

A dinâmica da saída diante das mudanças de referência é definida por uma função de primeira ordem com ganho estático unitário. Dessa forma, o polo da malha fechada é alocado num ponto mais distante do eixo imaginário a partir do valor do ganho proporcional k escolhido e, conseqüentemente, a resposta se torna mais rápida.

Percebe-se também que o filtro $F_n(s)$ tem papel importante na ação de rejeição da perturbação. Ao utilizar o filtro passa-baixas anteriormente mencionado, tem-se que a função de transferência de $N(s)$ para $Y(s)$ é expressa por

$$\frac{Y(s)}{N(s)} = 1 - \frac{1}{\zeta s + 1}, \quad (3.47)$$

$$\frac{Y(s)}{N(s)} = \frac{\zeta s}{\zeta s + 1}. \quad (3.48)$$

Aplicando o teorema do valor final descrito na Eq. (3.48), verifica-se que a função de transferência da perturbação para a saída atende ao critério de rejeição de perturbação:

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} y(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \left(\frac{\zeta s}{\zeta s + 1} \right) N(s). \quad (3.49)$$

Considerando constante a perturbação na entrada da planta $N(s)$, tem-se que

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} y(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \left(\frac{\zeta s}{\zeta s + 1} \right) \frac{1}{s}, \quad (3.50)$$

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} y(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\zeta s}{\zeta s + 1}, \quad (3.51)$$

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} y(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\zeta 0}{\zeta 0 + 1} = \frac{0}{1} = 0. \quad (3.52)$$

Vale ressaltar que as estratégias de controle propostas, IMC-2DOF e DOBC, podem ser sintonizadas para que seus desempenhos sejam equiparáveis. Em resumo, tais estratégias são efetivamente controladores PI em conjunto com um filtro de referência. A nível de projeto de controle, ambas estratégias podem ser definidas para apresentarem sintonias equivalentes a respeito do seguimento de referência. Porém existem algumas particularidades interessantes que o DOBC apresenta e que podem representar menos complexidade no projeto:

i) Qualquer filtro estável $F_n(s)$ pode ser utilizado, contrastando com o do $F_r(s)$ do IMC com dois graus de liberdade, que deve ser definido visando evitar o tempo de resposta de malha aberta;

ii) A perturbação é estimada por um observador, o que pode ser útil para inferir a respeito do efeito transitório de perturbações. Tais efeitos comprometem seriamente as medidas de temperatura do meio. A resposta transitória causada por perturbações significativas faz com que seja necessário questionar a confiabilidade das estimativas. Sendo assim, o observador fornece informações sobre a magnitude das perturbações. Estas informações podem ainda ser utilizadas por outras técnicas a fim de aprimorá-las.

Em termos comparativos à estrutura de controle clássico, é possível, tal como realizado no caso do controle IMC-2DOF, relacionar o controle DOBC à estrutura do sistema apresentado na Figura 2.3 com controlador, filtro e processo. A Figura 3.2 ilustra o arranjo do sistema de controle DOBC.

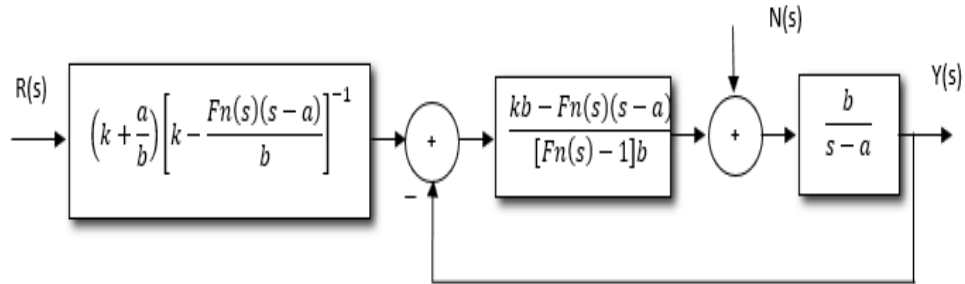


Figura 3.2: Sistema de controle baseado em observador de perturbação.

Percebe-se que o filtro da perturbação $F_n(s)$ aparece tanto na função de transferência do controlador quanto na função de transferência do filtro do sistema, bloco que sucede o sinal de referência $R(s)$. Porém, pela Eq. (3.45), ocorrem algumas simplificações fazendo com que na função direta da referência para a saída não apareça na função do filtro $F(s)$. Ou seja, independentemente da escolha do filtro, a dinâmica de seguimento de referência estará exclusivamente em função dos parâmetros da planta, a e b e do ganho proporcional escolhido k do controlador.

Em conclusão, a ideia do projeto de controle baseado em observador de per-

turbação é bem definida e se trata, de forma sucinta, de rejeitar através da lei de controle o efeito de uma perturbação estimada por um observador.

3.3 Simulações

Nesta seção são apresentadas algumas simulações de sistemas de controle de temperatura do sensor utilizando as duas técnicas de controle propostas neste trabalho, IMC-2DOF e DOBC, e a técnica por modelo interno com um grau de liberdade para obter uma melhor atuação perante perturbações na entrada do sensor e garantir que a temperatura do sensor estabilize em um menor intervalo de tempo.

Através das simulações é possível realizar comparações teóricas de desempenho dos controles empregados. Também é possível analisar os tempos necessários para que a temperatura do sensor se acomode e, em consequência, acomode também a grandeza a qual se quer estimar através do sistema baseado em sensores termo-resistivos.

Assim como no caso da simulação de desempenho do sistema de controle da temperatura do sensor a partir do IMC-1DOF, a grandeza cuja medição é simulada nesta seção é a temperatura ambiente onde se encontra o sensor.

O cenário da simulação realizada é composto por três excitações em forma de variação abrupta de referência, variação de temperatura ambiente e variação de radiação térmica incidente sobre o sensor assim como efetuado no Capítulo 2 do presente documento. Os parâmetros dinâmicos e estáticos do sensor considerados na simulação são aqueles disponibilizados pelo fabricante do dispositivo que se encontram na Tabela 2.1.

Tabela 3.1: Componentes do sistema de controle das estratégias apresentadas.

Técnica de controle	F(s)	C(s)
IMC-1DOF	X	$\frac{0,018(s+0,0667)}{s}$
IMC-2DOF	$\frac{0,52174(s+0,8)}{(s+0,4174)}$	$\frac{0,034498(s+0,4174)}{s}$
DOBC	$\frac{0,5216(s+0,8)}{(s+0,4173)}$	$\frac{0,034499(s+0,4174)}{s}$

A respeito do caso servo, os três controladores foram sintonizados para que apresentem tempos similares de acomodação da temperatura do sensor, permitindo que a comparação principal a ser feita seja exclusivamente relativa ao desempenho regulatório do sistema de medição.

A Tabela 3.1 apresenta as funções de transferências dos componentes dos sistemas de controle de temperatura utilizados na simulação das três técnicas discutidas. O polo de malha fechada do IMC-1DOF foi alocado em $-0,8 \text{ rad/s}$. No caso do IMC-2DOF, ao parâmetro λ é atribuído o valor $1,25 \text{ s}$ enquanto que o parâmetro c assume valor $1,25$. Sobre o DOBC, foi utilizado um ganho de realimentação k igual a $0,0165$ com constante de tempo de $F(s)$ igual a $1,25 \text{ s}$.

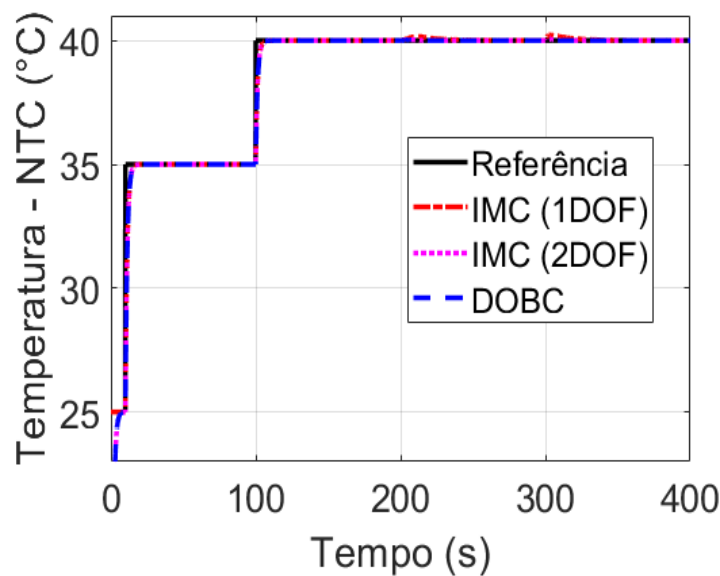


Figura 3.3: Simulação de controle de temperatura do sensor do sistema baseados nas três técnicas apresentadas.

Na Figura 3.3 podem ser vistos os resultados das simulações do sistema de controle de temperatura do NTC utilizando as três técnicas de controle que foram discutidas neste trabalho, IMC-1DOF, IMC-2DOF e DOBC. A sintonia intencionalmente comum das três estratégias pode ser percebida nas variações de temperatura do sensor de 25°C para 35°C e posteriormente de 35°C para 40°C , quando todas as três curvas de temperatura do sensor evoluem de maneira similar, praticamente sobrepondo uma as outras.

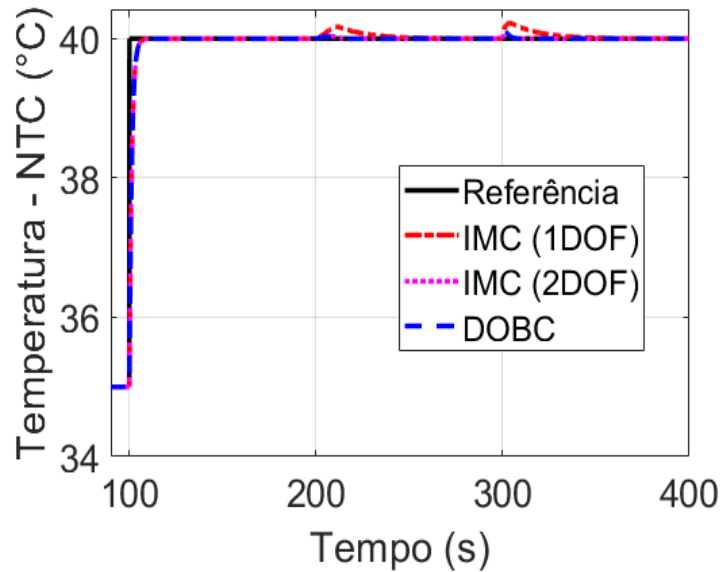


Figura 3.4: Detalhe da simulação de controle de temperatura do sensor do sistema baseados nas três técnicas apresentadas.

A Figura 3.4 traz em detalhes a simulação apresentada na Figura 3.3 principalmente nos instantes em que ocorrem as perturbações de temperatura ambiente e radiação térmica absorvida pelo sensor. O controle de temperatura é realizado com agilidade quando ocorre a alteração de valor de referência. Percebe-se ainda que mesmo quando ocorrem distúrbios de temperatura ambiente no instante $t = 200$ s, e de radiação incidente, no instante $t = 300$ s, os sistemas de medição com controles baseados no IMC-2DOF e DOBC respondem muito mais rápido quando comparados com o controle IMC-1DOF.

Tendo em vista que o objeto de estudo principal deste trabalho é a questão regulatória dos sistemas de medição baseados em sensores termo-resistivos, simulações a respeito da medição da temperatura ambiente onde se encontra o NTC são apresentadas na Figura 3.5.

A Tabela 3.2 apresenta de forma sistematizada, para o caso de perturbação em forma de rampa de temperatura ambiente, o tempo necessário para que a resposta se acomode numa região com variação menor que $\pm 0,01$ °C, os erros máximos absoluto e percentual para cada técnica. Considera-se erro máximo o valor em que a estimativa está mais distante do valor real da temperatura ambiente.

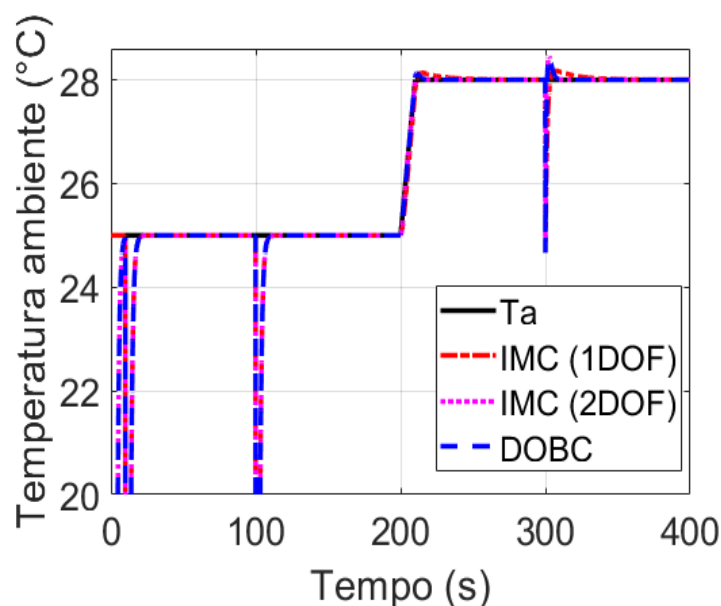


Figura 3.5: Simulação de medição de temperatura ambiente dos sistemas baseados nas três técnicas apresentadas.

Tabela 3.2: Erros e tempo de estabilização da medição de temperatura ambiente em face à perturbação de temperatura ambiente.

Técnica de controle	Tempo (s)	Erro máximo ($^{\circ}\text{C}$)	Erro máximo (%)
IMC-1DOF	65,3	0,18	0,643
IMC-2DOF	17,5	0,14	0,5
DOBC	17,5	0,14	0,5

Assim como para a perturbação de temperatura do meio, também foi analisada e apresentada em forma de tabela (Tabela 3.3) os valores obtidos na estimação a temperatura ambiente quando ocorre variação de radiação térmica incidente sobre o sensor.

Tabela 3.3: Erros e tempo de estabilização da medição de temperatura ambiente em face à perturbação de radiação térmica absorvida pelo sensor.

Técnica de controle	Tempo (s)	Erro máximo ($^{\circ}\text{C}$)	Erro máximo (%)
IMC-1DOF	61,6	0,18	0,643
IMC-2DOF	10,6	0,45	1,61
DOBC	10,6	0,45	1,61

Como esperado, a estimação da temperatura ambiente apresenta incertezas a medida que a temperatura do sensor se distancia da temperatura de referência. Uma vez a temperatura do sensor termo-resistivo estabilizada no valor de referência, a estimação da temperatura ambiente converge para o real valor da grandeza (valor utilizado como entrada de parâmetro do sensor no âmbito da simulação). Pela própria forma de se calcular, tem-se que as incertezas inerentes à temperatura do sensor são propagadas aos seus possíveis mensurandos: temperatura ambiente, velocidade de um fluido, frequência cardíaca e radiação térmica.

Levando em consideração que nos casos de perturbação na entrada da planta, o controle IMC-1DOF leva praticamente o tempo de malha aberta para acomodar a temperatura do sensor, qualquer grandeza dependente da estabilização da temperatura do sensor precisará do mesmo intervalo de tempo para convergir a um valor estático. A convergência da estimativa da temperatura ambiente, nos casos dos sistemas com controles IMC-2DOF e DOBC, acontecem em um tempo menor, colocando em destaque o ganho obtido de apenas substituir o sistema de controle IMC-1DOF por outro mais apropriado para sistemas com perturbações.

É interessante apontar que as duas técnicas propostas como solução para melhorar o problema regulatório do sistema de medição apresentaram desempenhos muito próximos entre si. Isso se deve à possibilidade de uma técnica poder ser reescrita de tal sorte que equivalha a outra, como pode ser visto nos valores iguais apresentados nas Tabelas 3.2 e 3.3. Embora haja essa equivalência, as duas técnicas possuem etapas de projeto bem distintas, recaindo sobre o projetista a escolha da estratégia de controle que melhor o convém.

A Figura 3.6 fornece os resultados de simulação do sinal de controle para as três técnicas discutidas. Em relação ao sinal de controle do sistema, que por sua vez é traduzido na forma de corrente elétrica a ser injetada no sensor para alcançar a temperatura desejável, observa-se que não destoaram muito entre si, mantendo o mesmo nível de esforço de controle para as diversas perturbações simuladas. Isso manifesta que é realizável se obter um benefício maior mantendo o custo anterior, ou seja, obter um sistema capaz de não apenas seguir a temperatura de referência mas também rejeitar rapidamente distúrbios na entrada da planta sem a necessidade tornar complexo o sistema de controle de temperatura do sensor ou exigir muito do dispositivo de atuação.

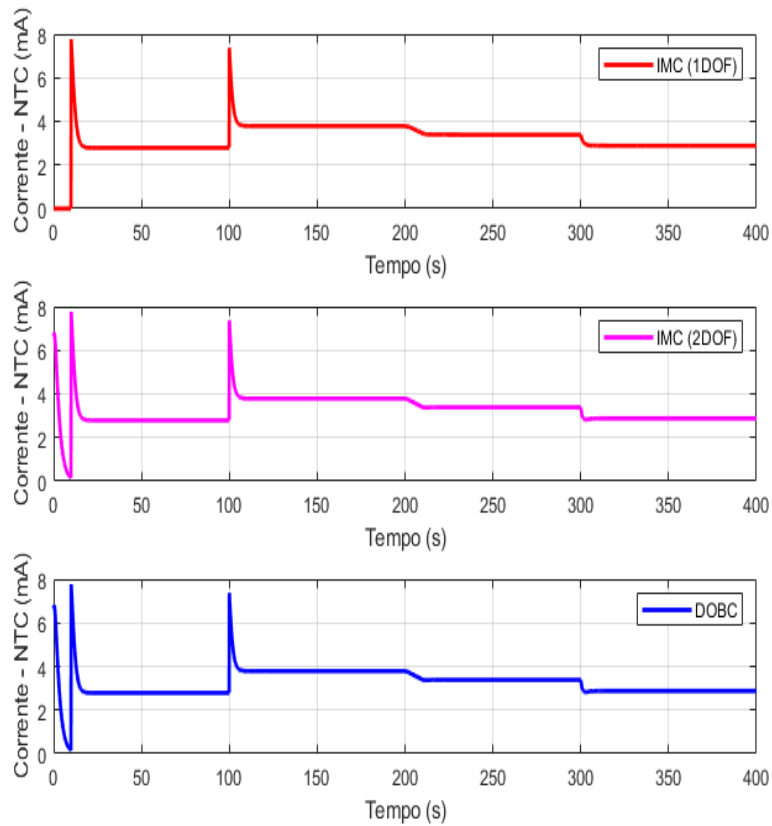


Figura 3.6: Simulação do sinal de controle dos sistemas baseados nas três técnicas apresentadas.

3.4 Resultados experimentais

São apresentados nesta seção os resultados obtidos de testes em bancada utilizando o sistema de medição realimentado. Experimentos foram realizados utilizando o controle IMC-1DOF e o DOBC. A técnica IMC-2DOF não foi implementada dado que esta pode ser reescrita de forma a ser equivalente a estratégia DOBC.

Com vistas de analisar o desempenho real das soluções propostas ao problema regulatório dos sistemas de medição que utilizam sensores mantidos à temperatura constante, foram implementadas em protótipo as técnicas de melhoria apresentadas. O protótipo de sistema de medição baseado em NTC foi o mesmo utilizado

no trabalho [39]. A Figura 3.7 apresenta o protótipo utilizado nos experimentos. O esquemático do circuito do sistema de medição é apresentado no Anexo deste documento.

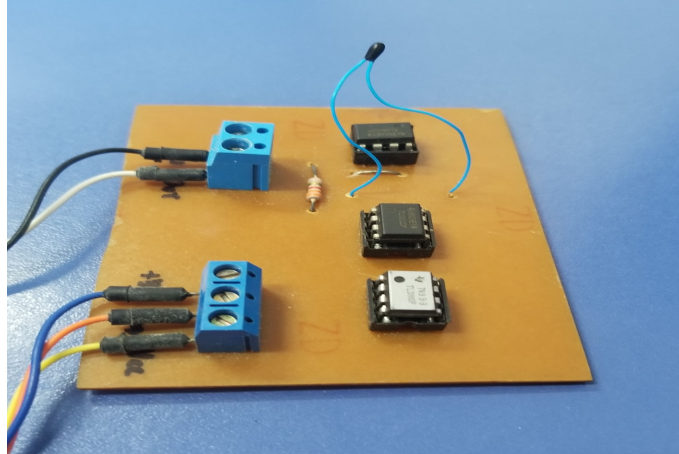


Figura 3.7: Protótipo do sistema de medição baseado no sensor NTC mantido à temperatura constante.

Para a execução do experimento e aquisição dos resultados foram utilizados o LabView, uma placa de aquisição de dados e um notebook. O LabView é desenvolvido pela *National Instruments* e seus principais campos de aplicação são medição, automação e controle. Ele ainda oferece uma interface muito prática e intuitiva e a criação do ambiente de coleta e tratamento de dados por programação gráfica pelo usuário, permitindo o monitoramento e supervisão de variáveis de forma mais fluida. O algoritmo realizado para os testes pode ser testado em outros microprocessadores, inclusive com Arduino. A interface construída para a realização dos testes pode ser vista no Apêndice deste trabalho.

A Figura 3.8 apresenta o resultado experimental do sistema de medição com controle de temperatura do sensor baseado na estratégia IMC-1DOF. Vale ressaltar que o sensor não estava protegido contra ventos e variação de radiação, logo estava suscetível a essas perturbações. O valor de referência de temperatura foi variado diversas vezes. O seguimento de referência é atendido para as diversas mudanças de *setpoint* efetuadas. Nota-se que ainda assim existem pequenas oscilações em torno da temperatura do NTC, o que é característico de ruídos da medição.

A Figura 3.9 introduz o esforço de controle do sistema com IMC-1DOF, tra-

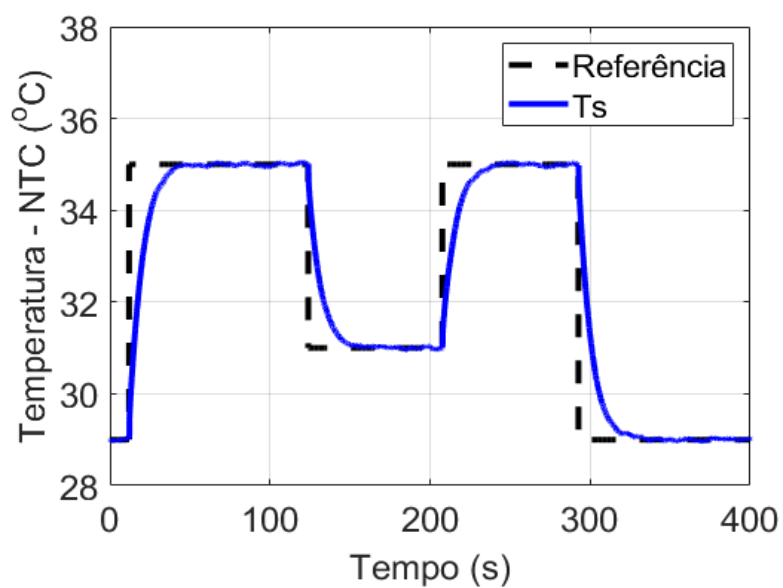


Figura 3.8: Resultado experimental do sistema de medição controlado utilizando IMC-1DOF.

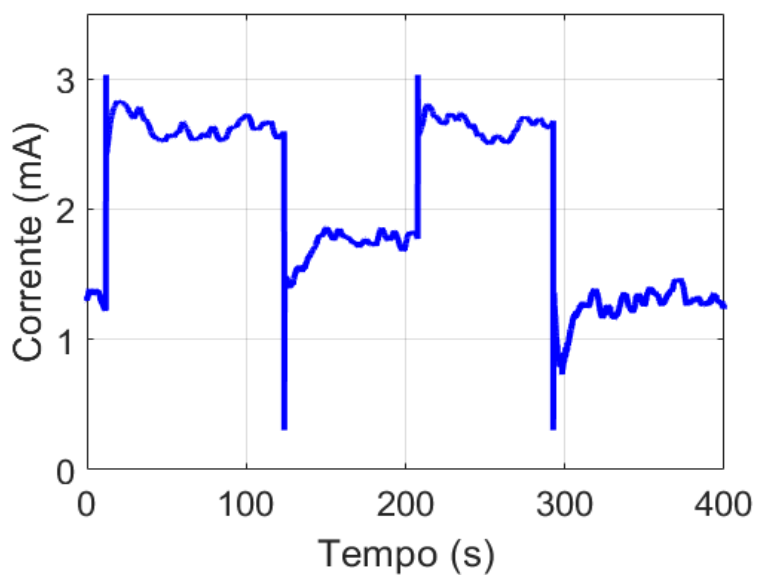


Figura 3.9: Corrente elétrica fornecida ao sistema para o controle de temperatura do sensor utilizando IMC-1DOF.

duzido em forma de corrente elétrica a ser injetada no sensor, para as diversas mudanças de referência de temperatura. Como dito, o valor máximo de corrente

disponível ao protótipo é $3,03 \text{ mA}$ uma vez que a fonte de tensão da bancada tem amplitude máxima de 10 V . Em síntese, a fonte é simples e de baixo custo e fornece corrente controlada por tensão que pode ser utilizada para fins educacionais.

A perturbação imposta ao sistema de medição foi na forma de variação de radiação térmica e de vento. A velocidade do ar influencia diretamente no parâmetro de condutância térmica do sensor. O comportamento do sistema de controle de temperatura perante tais perturbações é apresentada na Figura 3.10.

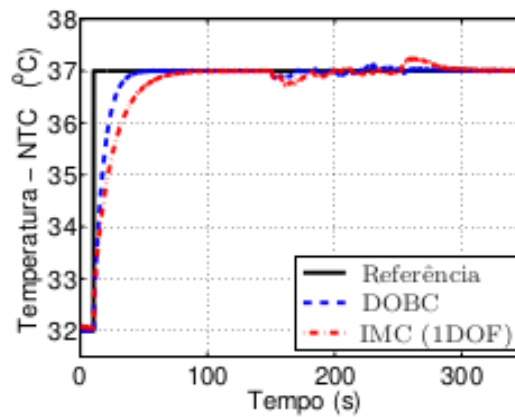


Figura 3.10: Controle de temperatura IMC-1DOF e DOBC.

No início do experimento, o sensor se encontra protegido das radiações térmicas do meio e de vento através de uma tampa plástica. A tampa é removida no instante $t = 150 \text{ s}$ e colocada de volta no instante $t = 250 \text{ s}$. Em ambos os sistemas de controle de temperatura, a sintonia foi definida tal que a constante de tempo dominante de malha fechada fosse igual a 4 s . Contudo, foi assumida uma constante de tempo do sensor NTC igual a 15 s segundo a folha de especificação do dispositivo.

O seguimento de referência nos resultados obtidos dos testes em bancada indicam que a constante de tempo foi sobre-estimada. Logo, o cancelamento de polo e zero não foi executado. Em outras palavras, o zero do controlador projetado fica entre o polo da origem (polo integrador) e o polo de malha aberta, o que ocasiona uma resposta de malha fechada mais lenta do que a de malha aberta com o IMC (1DOF). Em contrapartida, no contexto do problema regulatório, nota-se que o projeto baseado no observador de perturbações contribui efetivamente no

desempenho regulatório sem prejuízo do desempenho servo, conforme previsto.

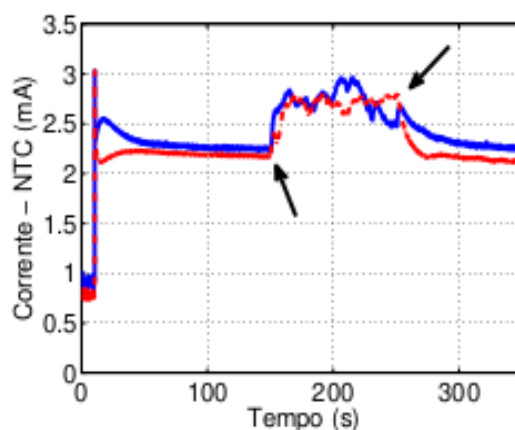


Figura 3.11: Corrente dos sistemas de controle IMC-1DOF e DOBC elétrica fornecida ao sistema para o controle de temperatura do sensor utilizando IMC-1DOF.

A Figura 3.11 ilustra a ação de controle do sistema durante o experimento. Devido ao fato de depender das condições do ambiente onde foram realizados os experimentos, as perturbações não são diretamente comparáveis como feito nas simulações em *Simulink*. Entretanto, o ato de retirar e colocar de volta a tampa plástica sobre o sensor permite observar o desempenho do controlador durante os transitórios.

Em síntese, as duas estratégias sugeridas para o problema regulatório dos sistemas de medição realimentados baseados em sensores termo-resistivos não são complexas de serem empregadas. Elas possuem diferentes abordagens de projeto e em ambos os casos foram obtidos bons resultados simulacionais quando comparados ao controle baseado em modelo interno com um grau de liberdade. A redução de tempo de acomodação da temperatura do NTC foi alcançada.

As estratégias proveram ao projeto de sistema de controle maior liberdade para adequar às especificações o desempenho regulatório sem prejuízo do já adequado seguimento de temperatura de referência.

Vale salientar que ao se utilizar o controle baseado observador de perturbação existe a vantagem de monitorar constantemente a perturbação na entrada da planta. O projeto com observador, diferentemente do IMC-2DOF, não tem por prioridade considerar o cancelamento do filtro, tornando-o ainda mais fácil de ser

projetado.

Capítulo 4

Compensação do efeito transitório

É apresentada neste capítulo mais uma técnica com finalidade de melhorar o desempenho do sistema de medição baseado em sensores NTC mantidos à temperatura constante quando ocorrem transitórios de temperatura. Desta vez, tem-se como oportunidade de melhoria do sistema de medição a possibilidade de não ser necessária a hipótese de regime permanente para o cálculo da estimativa de uma grandeza de interesse.

Nos cálculos das diversas grandezas passíveis de serem medidas pelo sistema realimentado baseado em sensores termo-resistivos, a derivada da temperatura do sensor não é contemplada. O que comumente é feito é esperar o tempo necessário de esvanecimento do efeito transitório da temperatura do sensor, ou seja, na prática espera-se a variação de energia interna do sensor tender a zero. Desta maneira, mesmo quando é projetado um sistema de controle capaz de encurtar o tempo de resposta e que seja adequado ao propósito regulatório, é crucial esperar a temperatura do sensor se estabilizar para realizar a medição apropriada.

Tendo em conta que o tempo de espera da acomodação da temperatura do sensor implica diretamente no tempo espera para a adequada medição da grandeza de interesse como, por exemplo, a temperatura ambiente, é proposta uma compensação da derivada da temperatura do sensor.

A compensação tem por objetivo tirar proveito da informação da derivada do sinal desejado e utilizá-la no cálculo da grandeza de interesse, possibilitando que a sua estimativa convirja ao valor estático de forma mais rápida e diminuindo as incertezas e flutuações das medidas. São propostas duas aproximações neste capítulo: estimação do efeito transitório por abordagem numérica e estimação por

meio de filtragem analógica.

A fim de melhorar a relação sinal-ruído da variável estimada é aplicado um filtro passa-baixas de segunda ordem. O filtro é encarregado de reduzir os ruídos de altas frequências, permitindo maior qualidade na aproximação para as baixas frequências. A contribuição tem em vista ainda a similaridade entre as densidades espectral de potência dos sinais não compensados e dos compensados, o que indica que a abordagem proposta reduz o tempo de resposta, mas não degrada a qualidade da variável medida.

A compensação do efeito de transitório da temperatura do sensor no cálculo do mensurando tem o compromisso de de aproximar os valores medidos aos reais valores da grandeza. Neste sentido, faz-se necessário se estimar a derivada de temperatura do sensor.

Neste capítulo as estimativas de temperatura ambiente, radiação e velocidade de fluidos nas quais é contemplada a estimação da derivada de temperatura do sensor são denotadas respectivamente por $\hat{T}_a(t)$, $\hat{H}(t)$ e $\hat{v}(t)$. A compensação da derivada é denotada por $\tilde{T}_s(t)$. Sendo assim, a temperatura do ambiente pode ser estimada por

$$\hat{T}_a(t) = \bar{T}_a(t) + \frac{C_{th}}{\bar{G}_{th}} \tilde{T}_s(t). \quad (4.1)$$

A radiação estimada com a compensação de derivada é obtida por

$$\hat{H}(t) = \bar{H}(t) + \frac{C_{th}}{\alpha S} \tilde{T}_s(t), \quad (4.2)$$

enquanto que a velocidade do fluido que circunda o NTC é dada por

$$\hat{v}(t) = \left[\bar{v}(t)^n - \frac{C_{th} \tilde{T}_s(t)}{Sc_2 [\bar{T}_s(t) - \bar{T}_a(t)]} \right]^{\frac{1}{n}}. \quad (4.3)$$

4.1 Estimação transiente via filtro digital

Existem alguns métodos de aproximação de derivada com base em cálculos numéricos, a saber, *Forward*, *Backward*, bilinear. A diferenciação numérica da temperatura utilizada no presente trabalho é do tipo *backward*. O método

backward resulta na aproximação de derivada de um sinal amostrado baseada na razão da diferença entre dois pontos consecutivos deste mesmo sinal pelo período de amostragem.

Ao se realizar a aproximação, não é assegurada a integridade da derivada visto que existem erros intrínsecos ao próprio processo de aproximar. No entanto possibilita um cenário mais atrativo à estimativa da grandeza de interesse, um cenário em que a derivada não é omitida e sim considerada mesmo que de forma aproximada.

Sejam $y(t)$ um sinal contínuo no tempo e $y(kh)$ sua versão amostrada com período de amostragem h . A aproximação pelo método *backward* é expressa para esse sinal amostrado como sendo

$$\frac{dy(t)}{dt} \approx \tilde{y}[kh] = \frac{y[kh] - y[(k-1)h]}{h}, \quad (4.4)$$

ou simplesmente

$$\frac{dy(t)}{dt} \approx \tilde{y}[k] = \frac{y[k] - y[k-1]}{h}. \quad (4.5)$$

Nota-se que para o cálculo numérico de aproximação, é crucial ter as medidas do sinal no instante atual e num instante imediatamente anterior espaçados no tempo justamente pelo valor do período de amostragem.

No caso do presente trabalho, o sinal de interesse cuja a derivada pretende-se aproximar é a temperatura do sensor NTC, $T_s(t)$. Sendo assim, tem-se que a Eq. (4.4) pode ser rescrita como

$$\frac{dT_s(t)}{dt} \approx \tilde{T}_s[k] = \frac{T_s[k] - T_s[k-1]}{h}. \quad (4.6)$$

Tomando o caso em que a grandeza de interesse a ser medida é a temperatura ambiente e considerando a derivada da temperatura do sensor no cálculo de estimativa, tem-se que ao aplicar a aproximação numérica resulta em

$$\hat{T}_a = \frac{G_{th}\bar{T}_s - \bar{P}_s + C_{th}\left(\frac{T_s[k] - T_s[k-1]}{h}\right)}{G_{th}}. \quad (4.7)$$

A grande questão da técnica apresentada é qual o valor de período de amostragem h a utilizar. A escolha de h é importante visto que não deve ocasionar relativas

perdas de informação do sinal a partir da aproximação e que simultaneamente não deve exigir esforços computacionais desnecessários.

Sobressaltando a questão da qualidade da aproximação da derivada da temperatura do sensor na estimativa da grandeza de interesse, foi realizada uma análise da aproximação no domínio da frequência. Tal compensação de derivada pode ser expandida para outros casos diversos ao tema deste trabalho em que os transitórios de sinais acarretam num prolongamento na espera para a acomodação do sinal e, posteriormente, a devida medição da grandeza de interesse.

Desta forma é válido o estudo da compensação de derivada através de sua transformada de Fourier. Seja a transformada de Fourier de $y(t)$ dada por $Y(j\omega)$ e a transformada do sinal amostrado $y(kh)$ igual a $Y(e^{j\omega h})$, a aproximação da derivada do sinal no domínio do tempo é descrita por

$$j\omega Y(j\omega) \approx \frac{Y(e^{j\omega h}) - e^{-j\omega h} Y(e^{j\omega h})}{h}, \quad (4.8)$$

ou ainda

$$j\omega Y(j\omega) \approx \frac{Y(e^{j\omega h})[1 - e^{-j\omega h}]}{h}. \quad (4.9)$$

A expansão por série de Taylor pode ser aplicada à exponencial em ω , mais especificamente o caso em que os polinômios da série são centrados em zero, resultando na série de Maclaurin. A série de Maclaurin de uma exponencial por sua vez é descrita como sendo

$$f(x) = e^x = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{x^i}{i!} = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \dots \quad (4.10)$$

De forma equivalente, a exponencial em $j\omega$ deve ser aproximada por

$$e^{-j\omega h} = 1 - \frac{j\omega h}{1!} + \frac{(-j\omega h)^2}{2!} + \frac{(-j\omega h)^3}{3!} + \dots, \quad (4.11)$$

Considerando que a aproximação seja realizada até a segunda ordem das potências da série, tem-se que

$$e^{-j\omega h} \approx 1 - \frac{j\omega h}{1!} + \frac{(j\omega h)^2}{2!}, \quad (4.12)$$

ou ainda de forma simplificada

$$e^{-j\omega h} \approx 1 - j\omega h + \frac{(j\omega h)^2}{2}. \quad (4.13)$$

Ao realizar a substituição da Eq. (4.13) na Eq. (4.9), tem-se como resultado

$$j\omega Y(j\omega) \approx \frac{Y(e^{j\omega h})[j\omega h - \frac{(j\omega h)^2}{2}]}{h}. \quad (4.14)$$

Multiplicando ambos os lados da Eq. (4.14) pelo período de amostragem h , tem-se que

$$j\omega h Y(j\omega) \approx Y(e^{j\omega h})[j\omega h - \frac{(j\omega h)^2}{2}]. \quad (4.15)$$

A Eq. (4.15) revela um aspecto importante quanto a qualidade da aproximação da derivada do sinal $y(t)$. A aproximação por série de Maclaurin expandida até a segunda ordem pode ser realmente boa se uma certa condição for atendida. Caso

$$\omega h \gg \frac{(\omega h)^2}{2}, \quad (4.16)$$

o termo $\frac{(j\omega h)^2}{2}$ pode ser negligenciado, resultando apenas o termo $j\omega h$. Em outras palavras, a Eq. (4.15) seria reescrita por

$$j\omega h Y(j\omega) \approx Y(e^{j\omega h})[j\omega h]. \quad (4.17)$$

Simplificando a Eq. (4.16), obtém-se que

$$2 \gg \omega h. \quad (4.18)$$

Assumindo que ω esteja no intervalo $[0, \omega_{max}]$, em que ω_{max} é a máxima frequência de interesse do sinal a ser aproximado, ao considerar o pior caso tem-se que

$$\omega_{max} h \ll 2. \quad (4.19)$$

O critério de amostragem de Nyquist sugere que a frequência de amostragem ω_s respeite a seguinte condição

$$\omega_s = \frac{2\pi}{h} > 2\omega_{max}, \quad (4.20)$$

ou ainda

$$\omega_{max} h < \pi. \quad (4.21)$$

Percebe-se que uma vez atendida a condição que assegura uma boa aproximação a condição de Nyquist também é atendida. Quando o período de amostragem

escolhido é muito menor que a metade da maior frequência do sinal de interesse a qualidade da aproximação é assegurada. Quanto menor o valor de h , mais próximo do sinal real o sinal aproximado estará.

O erro da estimativa da derivada do sinal $E(e^{j\omega h})$ pode ser calculado por

$$E(e^{j\omega h}) = j\omega Y(e^{j\omega h}) - Y(e^{j\omega h}) \frac{[1 - e^{-j\omega h}]}{h}. \quad (4.22)$$

Por fim, utilizando novamente a expansão da exponencial por série e majorando pela terceira ordem, tem-se que a magnitude do erro é limitada por

$$|E(e^{j\omega h})| \leq |\omega Y(e^{j\omega h})| \sqrt{\left(\frac{\omega h}{2}\right)^2 + \left(\frac{\omega^2 h^2}{6}\right)^2} \quad (4.23)$$

$$= |\omega Y(e^{j\omega h})| \frac{\omega h}{2} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega h}{3}\right)^2} \quad (4.24)$$

na qual $|\omega Y(e^{j\omega h})|$ fornece uma estimação da intensidade da resposta em frequência da derivada; o fator $\frac{\omega h}{2}$ é muito menor que a unidade; e que $[(\omega h)/3]^2 < [(\omega h)/2]^2$.

Em resumo, com vias de obter uma boa aproximação, a escolha do período de amostragem deve ser feita com a devida atenção para satisfazer a condição da Eq. (4.19).

4.1.1 Filtro de atenuação de ruído

Como anteriormente dito, a aproximação traz um erro de alta frequência indesejável nas estimativas. Portanto, é utilizado um filtro passa-baixas de segunda ordem para atenuar os ruídos de altas frequências nas medidas. O filtro digital proposto é expresso por:

$$F(z) = \frac{\tilde{T}_f(z)}{\tilde{T}_s(z)} = \left[\frac{(1 - \delta)z}{z - \delta} \right]^2, \quad (4.25)$$

em que $\tilde{T}_f(z)$ é a estimativa já filtrada da temperatura do sensor e δ que define a largura de banda do filtro e está compreendido entre (0,1).

A saída do filtro é dada por

$$(z^2 - 2\delta z + \delta^2)\tilde{T}_f(z) = (1 + \delta)^2 z^2 \tilde{T}_s(z), \quad (4.26)$$

$$z^2 \tilde{T}_f(z) = 2\delta z \tilde{T}_f(z) - \delta^2 \tilde{T}_f(z) + (1 + \delta)^2 z^2 \tilde{T}_s(z). \quad (4.27)$$

É válido apontar ainda que o tempo de acomodação (98%), t_s , deste tipo de filtro de segunda pode ser aproximado à

$$t_s = \frac{6h}{|\ln \delta|} \quad (4.28)$$

Com isso, tem-se que a escolha do período de amostragem assim como o polo de $F(z)$ influenciam diretamente na resposta na saída do filtro. Logo em forma de equação a diferenças, a estimativa filtrada da derivada de temperatura do sensor pode ser escrita como sendo

$$\tilde{T}_f[k+2] = 2\delta \tilde{T}_f[k+1] - \delta^2 \tilde{T}_f[k] + (1 + \delta)^2 \tilde{T}_s[k+2], \quad (4.29)$$

ou ainda,

$$\tilde{T}_f[k] = 2\delta \tilde{T}_f[k-1] - \delta^2 \tilde{T}_f[k-2] + (1 + \delta)^2 \tilde{T}_s[k], \quad (4.30)$$

A fórmula da aproximação da derivada, $\tilde{T}_s[k]$, pode ainda ser substituída na Eq. (4.30):

$$\tilde{T}_f[k] = 2\delta \tilde{T}_f[k-1] - \delta^2 \tilde{T}_f[k-2] + (1 + \delta)^2 \left[\frac{T_s[k] - T_s[k-1]}{h} \right]. \quad (4.31)$$

Percebe-se então que para a implementação do filtro proposto é necessário para o cálculo do filtro os dois últimos valores da saída filtrada bem como o estimativa não filtrada da derivada.

Cabe ressaltar que o ganho em altas frequências é dado por

$$\lim_{z \rightarrow \pi} F(z) = \frac{2(1 - \delta)^2}{(1 + \delta)^2}, \quad (4.32)$$

e que δ tem influência direta tanto na atenuação de ruído de altas frequências quanto no tempo de resposta do filtro. A medida em que δ tende a 1, o ganho de altas frequências é reduzido, porém aumenta o tempo de resposta.

4.2 Estimação transiente via filtro analógico

A solução analógica para a compensação de derivada de temperatura do sensor é muitas vezes desejável, pois apresenta baixo custo e tamanho reduzido. Assim como no caso digital, o filtro analógico proposto se designa a melhorar a relação sinal-ruído na medição e pode ser implementado em CMOS. O filtro é expresso por

$$\tilde{T}_f(j\omega) = \frac{j\omega}{(\tau_f j\omega + 1)^2} T_s(j\omega) \quad (4.33)$$

no qual $\tau_f > 0$ e é usado para contrabalancear o tempo de resposta e a atenuação os ruídos nas medidas. No caso do filtro analógico

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{\tilde{T}_f(j\omega)}{T_s(j\omega)} = 0. \quad (4.34)$$

A Figura 4.1 apresenta o diagrama do filtro analógico. τ_f é definido a partir do produto $R_1 C_1$ enquanto que $R_2 = 1/C_1$. Na figura $\tilde{T}_f$ é representado por $V_{out}(t)$ enquanto que $T_s(t)$ é representado por $V_{in}(t)$.

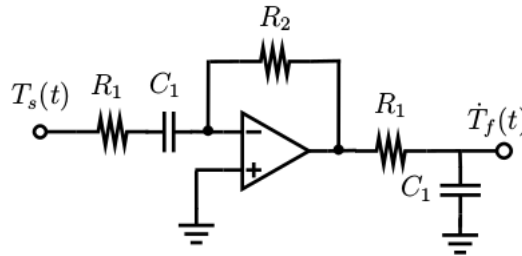


Figura 4.1: Diagrama de estimação de transitório.

Neste sentido, a função de transferência da temperatura para a aproximação filtrada da derivada de temperatura é dada por

$$\frac{\tilde{T}_f(s)}{T_s(s)} = \frac{R_2 C_1 s}{(R_1 C_1 s + 1)^2}. \quad (4.35)$$

Deste modo, é possível medir a temperatura ambiente, radiação térmica ou velocidade do fluido compensando a derivada de temperatura do sensor nos respectivos cálculos. As novas estimativas podem ser realizadas a partir de um processador digital ou por operações analógicas.

4.3 Calibração do ganho

O desempenho do método proposto de compensação de transitório depende diretamente dos parâmetros do sensor C_{th} , $\bar{G}_{th}$, α , S e c_2 uma vez que estes servirão na composição do fator multiplicativo da aproximação de derivada, $\tilde{T}_s(t)$ no cálculo da estimação do mensurando. De fato, estes parâmetros irão compor o ganho da compensação do transitório realizado nas estimações da temperatura ambiente, radiação térmica ou velocidade do fluido.

No caso da estimação da temperatura ambiente o ganho atribuído a compensação de transitório é determinado por $\gamma_t = C_{th}/\bar{G}_{th}$, como pode ser visto na Eq. (4.1). O ganho de compensação γ_h , quando a variável que se pretende medir é a radiação térmica do meio, é determinado por $\gamma_h = C_{th}/(\alpha S)$. Enquanto que para o caso da estimação da velocidade do fluido, o ganho da compensação é determinado por $\gamma_v = C_{th}/(Sc_2)$.

Felizmente, na condição de equilíbrio do sistema de medição, ou seja, quando não há mais variação de energia interna do sensor, os possíveis erros de parâmetros do sensor não possuem efeitos no método de compensação de transitórios de temperatura. No entanto, correções nos ganhos supracitados podem ser realizadas com intuito de ponderar de forma conveniente a compensação dos transitórios a partir de um simples procedimento de calibração. Neste sentido, os ganhos γ_t e γ_h podem ser obtidos diretamente enquanto que o ganho γ_v é obtido através de um teste em que o mensurando é considerado constante.

Para fins de calibração, o mensurando deve ser aproximadamente constante, não variando muito, durante o procedimento de estimação. Durante o teste, a temperatura do sensor deve variar através da modificação da potência elétrica do dispositivo.

Considere o sinal amostrado $y_{\bullet}(kh)$ e que

$$y_{\bullet}(kh) = \gamma_{\bullet}x_{\bullet}(kh) + z_{\bullet}(kh), \quad (4.36)$$

na qual $x_{\bullet}(kh)$ e $z_{\bullet}(kh)$ são sinais que constituem $y_{\bullet}(kh)$ e cujos valores são conhecidos. Logo, $\gamma_{\bullet}$ pode ser facilmente obtido caso os valores esperados de $y_{\bullet}(kh)$, chamados de $\bar{y}_{\bullet}$, sejam conhecidos. Uma sugestão para a determinação de $\gamma_{\bullet}$ é a aplicação do método dos mínimos quadrados, que visa justamente minimizar o

erro quadrático médio entre os valores esperados e os valores reais de $y_{\bullet}(kh)$. É cabível frisar que a calibração se demonstra interessante também nos casos onde não se tem conhecimento dos valores dos parâmetros do sensor.

4.4 Simulações

Para análise de desempenho da compensação de derivada através de aproximação *backward* foram feitas simulações para três períodos de amostragem. O objetivo principal de ter sido escolhido diversos períodos de amostragem é poder comparar o ganho de tempo obtido na acomodação da temperatura do sensor.

O cenário da simulação foi o mesmo utilizados nos outros capítulos deste trabalho justamente para não destoar as condições de análise e comparação.

A estratégia utilizada de controle de temperatura do sensor do sistema de medição é o IMC-1DOF para que possa ser observadas as vantagens de se usar a compensação de derivada.

É ilustrado na Figura 4.2 o resultado da simulação da medição da temperatura do meio. Na estimativa da temperatura ambiente foi utilizada a compensação através de aproximação numérica da derivada da temperatura do sensor com valores de períodos de amostragem iguais a $0,2s$, $0,1s$ e $0,05s$.

A Tabela 4.1 apresenta os valores obtidos na estimação de temperatura ambiente em face à perturbação de temperatura quando utilizada a compensação de derivada por aproximação numérica.

Tabela 4.1: Erros e tempo de estabilização da medição de temperatura ambiente utilizando a compensação de derivada *backward* em face à perturbação de temperatura ambiente para diversos períodos de amostragem.

Período de amostragem h (s)	Tempo (s)	Erro máximo ($^{\circ}C$)	Erro máximo (%)
0,2	3,1	0,07	0,25
0,1	1,4	0,03	0,11
0,05	0,6	0,01	0,036

A curva em vermelho é referente à estimativa da temperatura ambiente utilizando o mesmo controle utilizados nos trabalhos bases que motivaram o estudo

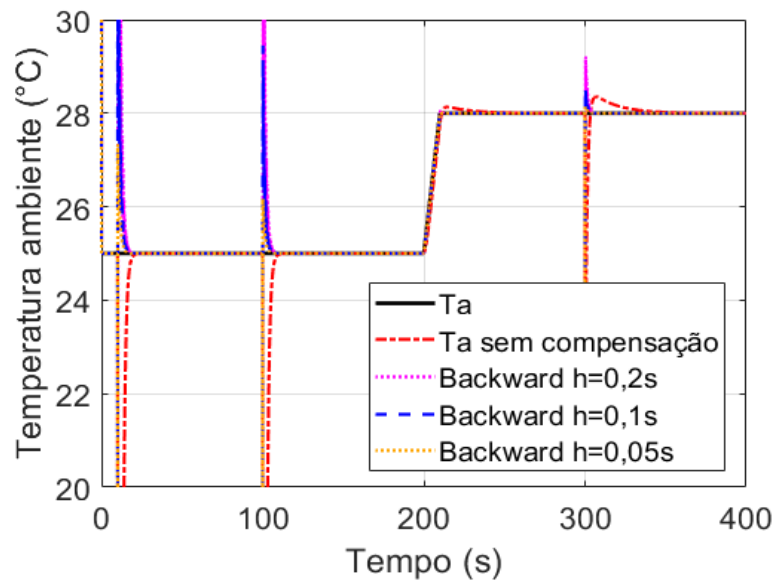


Figura 4.2: Simulação da estimativa de temperatura ambiente com compensação de derivada de temperatura do sensor para períodos de amostragens distintos.

deste documento, o controle IMC-1DOF e nenhuma compensação de derivada, ou seja, omitindo-a no cálculo. A diferença entre os tempos de acomodação das estimativas dos sistemas com e sem compensação de derivada não divergiram tanto no caso servo, quando acontece a mudança da temperatura de referência.

Em contrapartida, quando a curva em vermelho é confrontada com as outras curvas, que representam as estimativas da temperatura ambiente utilizando o mesmo controle da anterior porém com a compensação da derivada baseada em diferentes períodos de amostragem, é notável a convergência mais rápida da medição em face a perturbações na entrada da planta, seja na forma de variação de temperatura do meio ou mesmo da radiação térmica absorvida pelo dispositivo de medição.

A Tabela 4.2 apresenta os valores obtidos na estimação de temperatura ambiente em face à perturbação de radiação térmica incidente sobre o sensor quando utilizada a compensação de derivada por aproximação numérica.

A Figura 4.3 fornece uma visualização mais detalhada do resultado da simulação apresentado na Figura 4.2.

Tabela 4.2: Erros e tempo de estabilização da medição de temperatura ambiente utilizando a compensação de derivada *backward* em face à perturbação de radiação térmica para diversos períodos de amostragem.

Período de amostragem h (s)	Tempo (s)	Erro máximo ($^{\circ}\text{C}$)	Erro máximo (%)
0,2	6,1	1,21	4,32
0,1	5,4	0,54	1,93
0,05	4,1	0,14	0,5

A melhoria na acomodação já é perceptível desde a curva pontilhada em rosa, que representa a estimativa com compensação de derivada com tempo de amostragem $h = 0,2$. Existem picos nas curvas da estimativa da temperatura ambiente que consideram a compensação de derivada quando acontecem a variação abrupta de temperatura de referência e radiação térmica absorvida. Isso acontece porque a aproximação numérica utilizada leva em consideração apenas dois instantes no cálculo.

Os picos acontecem justamente quando a primeira parcela da aproximação, que representa a temperatura do sensor $T_s[kh]$ assume um valor mais distante da nova temperatura de referência, posto que ela estava controlada a permanecer no valor da antiga referência. Enquanto que a segunda parcela da aproximação se refere a um passo imediatamente anterior, $T_s[(k-1)h]$, quando o temperatura do sensor já supostamente estava acomodada e mais próxima do antigo valor de referência. Logo a diferença entre tais parcelas tendem a ser maior no instante da variação abrupta, ocasionando os picos vistos no gráfico. Então, conclui-se que quanto maior for a amplitude da variação da perturbação percebida pelo sensor NTC, maior tende a ser o pico na estimativa da grandeza de interesse, que no caso da simulação realizada é a temperatura ambiente.

Corroborando o que foi justificado precedentemente, tem-se o caso da perturbação em forma de variação da temperatura do meio. Como a perturbação foi inserida no sistema de medição em forma de rampa, os valores da temperatura ambiente em dois instantes imediatamente próximos e espaçados por h tendem a variar menos que no caso das perturbações em forma de degrau (variação abrupta num determinado instante). Sendo assim, o efeito da rampa de temperatura ambiente na saída tende a ser mais sutil em comparação as outras perturbações. Por

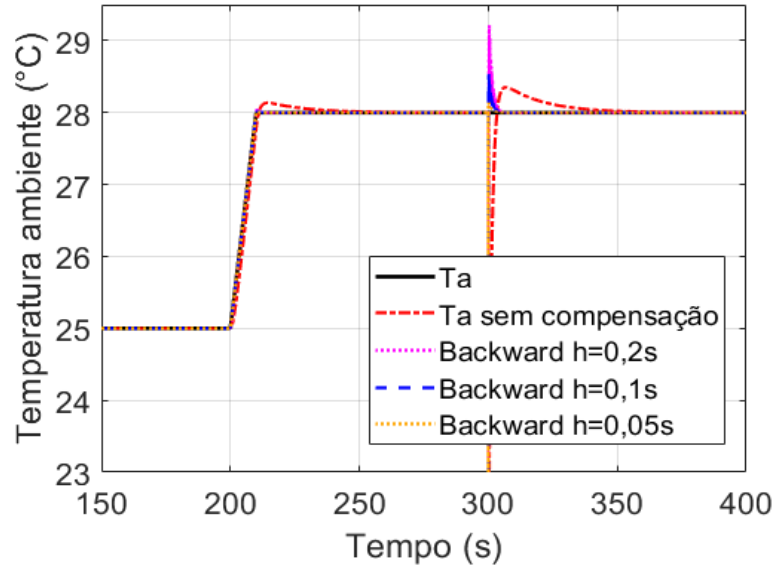


Figura 4.3: Detalhe da simulação da estimativa de temperatura ambiente com compensação de derivada de temperatura do sensor para períodos de amostragens distintos.

isso, não se constata um pico na medição de temperatura ambiente quando da perturbação de temperatura do meio.

4.5 Resultados experimentais

Assim como para a estratégia de controle proposta, também foi aplicada na prática a sugestão de compensação de derivada de temperatura do NTC através de aproximação numérica. Os testes experimentais realizados no sistema de medição tiveram o objetivo de permitir elencar as vantagens em se utilizar a compensação de derivada de temperatura e foi utilizado o caso em que a grandeza de interesse é a temperatura ambiente.

O período de amostragem utilizado $h = 0,1s$ e o δ do filtro igual a 0,9. Perturbações de temperatura ambiente foram intencionalmente ocasionadas para analisar o desempenho do sistema de medição visto a ação regulatória precária do sistema original.

Os resultados experimentais são apresentados em três etapas. A primeira se

trata da estimação da temperatura ambiente pelo sistema de medição utilizando e não utilizando a compensação de transitório estudada neste capítulo. Nesta primeira etapa são usados os valores nominais dos parâmetros do sensor disponíveis na folha de especificação do dispositivo. A segunda se baseia em uma pequena mudança em relação à primeira etapa: a correção do ganho de compensação de transitórios proposta é implementada. E a última etapa traz a discussão sobre o efeito indesejável do ruído nas medições. Cabe frisar que durante os testes, foi considerado que a temperatura ambiente não variou significativamente uma vez que o intervalo de valores encontrados no experimento é relativamente pequeno.

A Figura 4.4 permite fazer comparações entre os resultados das medições de temperatura ambiente para os dois casos, com e sem compensação de derivada de temperatura do sensor termo-resistivo. A resposta é melhorada ao se utilizar a compensação e exclui-se a necessidade de se esperar o esvanecimento do transitório de temperatura para coletar adequadamente as medidas. Os picos da resposta utilizando a compensação são menores e a estimativa de temperatura ambiente varia numa faixa mais estreita quando comparado com o caso em que não se utiliza a compensação.

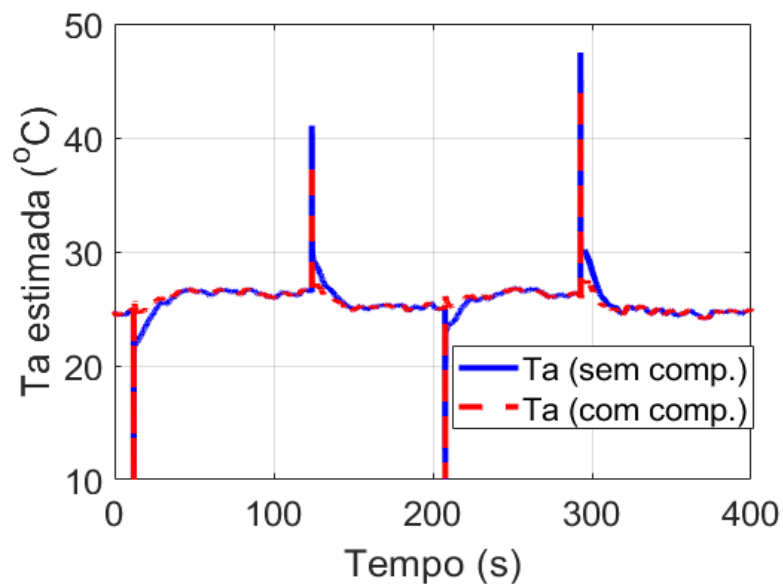


Figura 4.4: Medição de temperatura ambiente com e sem compensação de derivada.

A Figura 4.5 traz detalhes das curvas apresentadas pela Figura 4.4 e possibilita ainda para poder melhor analisar o desempenho do sistema com compensação.

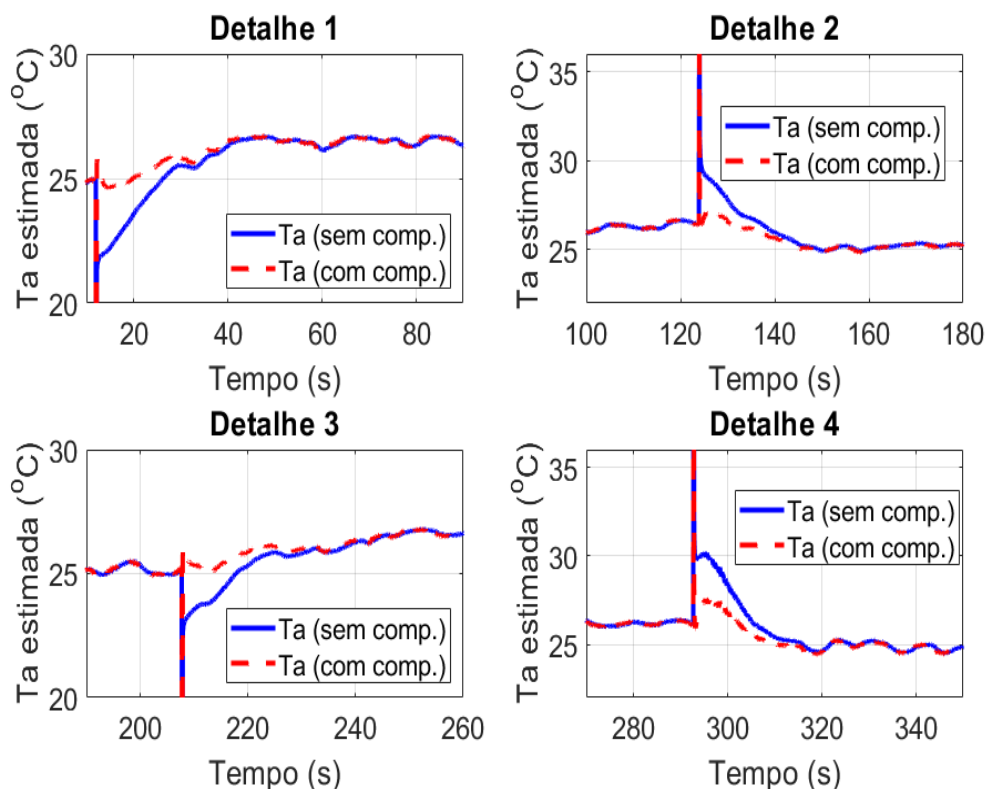


Figura 4.5: Detalhes da medição de temperatura ambiente com e sem compensação de derivada.

É possível notar pelos gráficos de detalhes que ao se utilizar a compensação de derivada, a estimativa de temperatura ambiente apresenta um comportamento que converge mais rapidamente. Ela apresentou variações menores nos instantes onde ocorreram as perturbações que o caso em que a compensação não foi implementada. Isso denota que o efeito da perturbação na entrada do NTC sobre a medição da temperatura ambiente foi atenuada.

Ao preferir utilizar a informação da derivada de temperatura do sensor, que anteriormente não era aproveitada no cálculo de temperatura ambiente, tem-se a vantagem de aproximar as medidas do valor real sem precisar esperar completamente o tempo de acomodação da resposta do sistema diante de perturbações.

O segundo resultado experimental é apresentado detalhadamente na Figura 4.6 . A correção de ganho é aplicada no teste em que o sensor é protegido de ventos e da radiação térmica do meio. Para tal experimento o ganho de compensação de transitório foi calibrado em $\gamma_t = 0,91C_{th}/\bar{G}_{th}$. As diferenças entre as medidas da temperatura ambiente utilizando e não utilizando a correção de ganho são bem simplórias. De fato, não há uma melhoria tão significativa para este caso. No entanto, os desvios padrões obtidos pela série de dados dos casos sem compensação, com compensação e com compensação associada à correção de ganho foram, respectivamente, 1,61, 0,70 e 0,64. Isso aponta que o método de compensação associado à correção de ganho fez a temperatura ambiente variar numa faixa de valores menor. Cabe lembrar que o método sem compensação de transitório é derivado do princípio da equivalência elétrica onde a temperatura do sensor é controlada a partir da potência elétrica fornecida, que por sua vez é obtida a através de uma variável manipulável em bancada, como corrente ou tensão elétrica. O controle utilizado é baseado na estratégia IMC-1DOF.

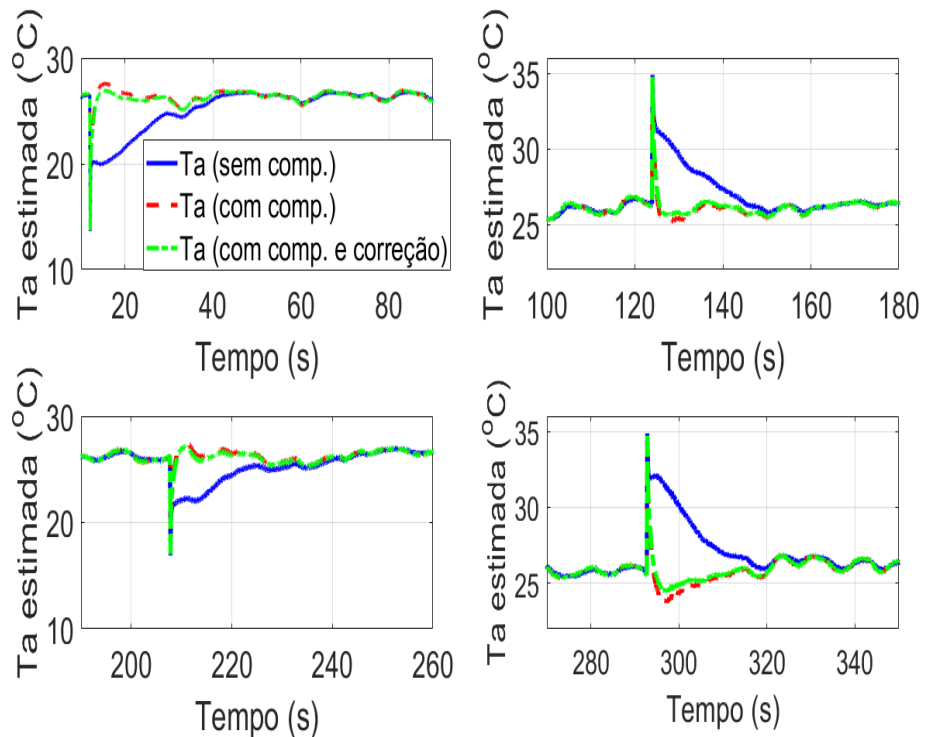


Figura 4.6: Medição de temperatura ambiente com e sem compensação de transitórios e com correção de ganho.

A amplificação de ruído se faz uma questão interessante no presente projeto visto que a operação derivativa abordada traz consigo amplificação em altas frequências. Se um filtro passa-baixas não for implementado, a medição da temperatura ambiente será inviável de ser realizada nas aplicações práticas, como pode ser visto na Figura 4.7.

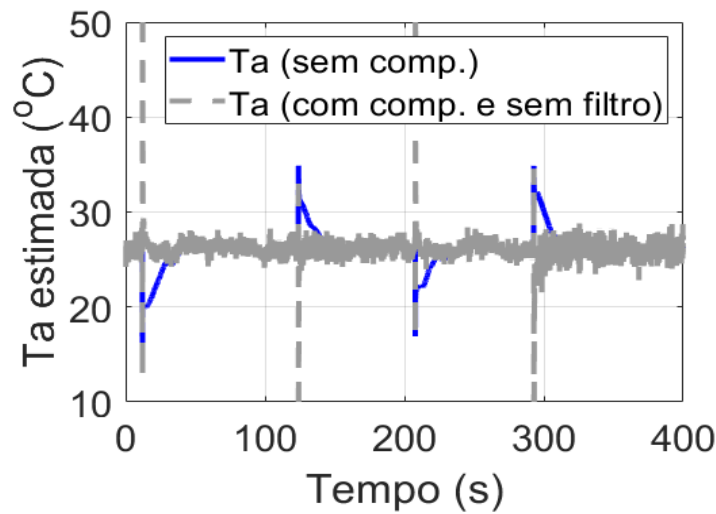


Figura 4.7: Medição de temperatura ambiente com compensação de transiente não filtrada.

A importância do filtro passa-baixas de segunda ordem pode ser analisada através do periodograma das estimativas de temperatura ambiente com e sem compensação de transientes, como fornecido na Figura 4.8.

A densidade espectral de potência aponta a similaridade da resposta de alta frequência da abordagem proposta e do caso sem compensação. Em resumo o método proposto é capaz de melhorar a resposta transitória mesmo para frequências abaixo de 1Hz , no entanto a resposta em altas frequências é similar ao caso original (sem compensação). É possível notar a tendência constante nas altas frequências do periodograma. Isso se deve ao fato de que em altas frequências o ruído influencia de forma mais intensa na resposta obtida. Em contrapartida, isto não é observado em baixas e médias frequências. A potência do sinal nas altas frequências é relativamente menor quando comparado com as baixas e médias frequências. Isto aponta ainda a eficácia da proposta de filtrar a estimativa obtida pela compensação de transiente.

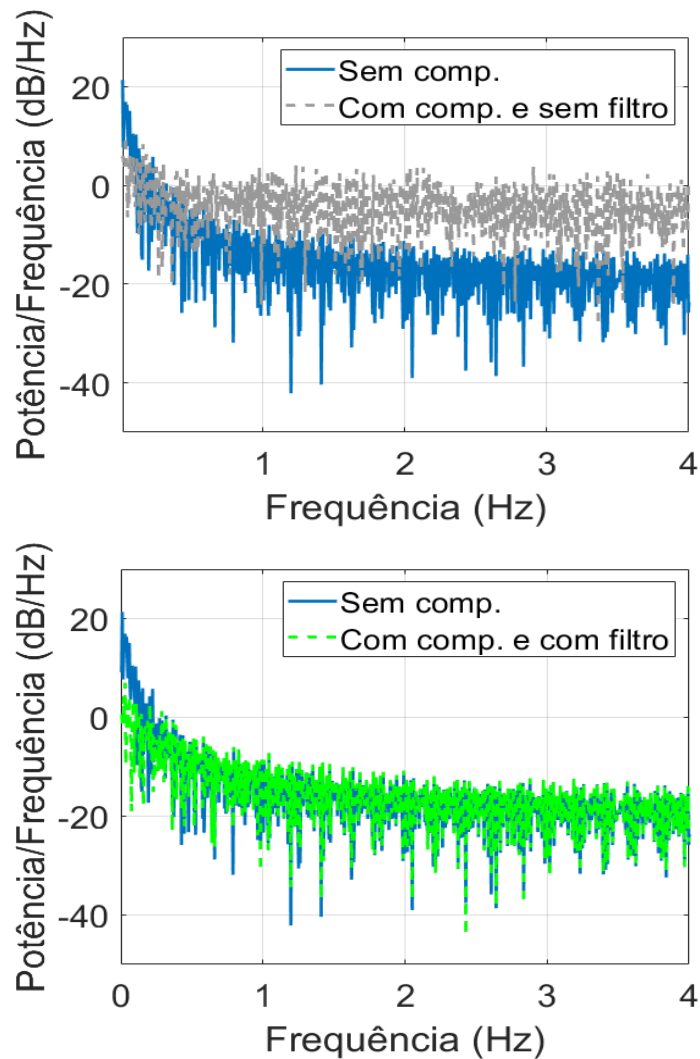


Figura 4.8: Periodograma da medição de temperatura ambiente para estimação da densidade espectral de potência.

Ainda foi realizado um experimento em que o sensor é imunizado de perturbações de ventos e de radiação térmica por um protetor plástica. O intuito deste experimento é reafirmar a vantagem do método proposto de compensação. O experimento com a proteção plástica potencializa o efeito de auto-aquecimento do sensor uma vez que parte do calor emanado do sensor não é passado para o meio por conta da proteção, porém os efeitos de perturbações externas ao sensor são mitigados.

Ainda sobre o experimento com o protetor plástico, a temperatura do sensor

e o corrente elétrica tiveram suas variações significativamente reduzidas, como indicado na Figura 4.9, visto que o sensor não está mais completamente exposto às perturbações em forma de vento e radiação térmica. A estimação da temperatura ambiente também passou a variar menos durante este experimento.

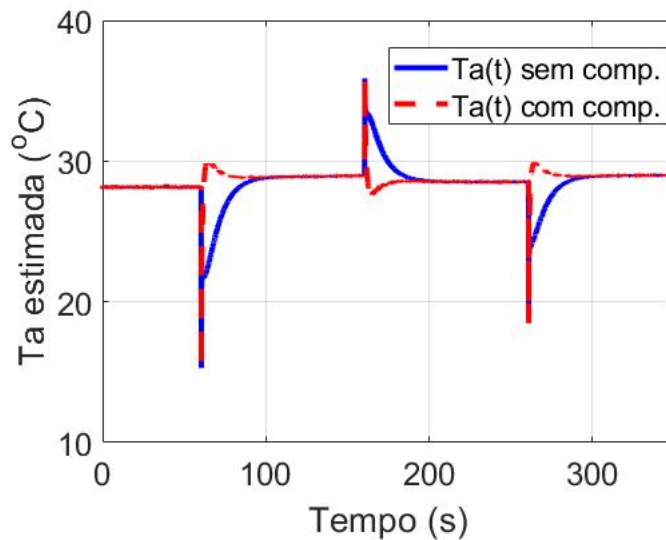


Figura 4.9: Medição de temperatura ambiente com e sem compensação de transi-tório - Caso com protetor plástico.

Os valores de temperatura ambiente estimada no regime permanente não são constantes para diferentes pontos de operação de temperatura do sensor devido ao fato do protetor plástico amplificar o efeito de auto-aquecimento do dispositivo. Em contraste, a compensação de transitório é constante para diversos pontos de operação. Isso é esperado visto a linearidade de equação de balanço de energia do sensor quando é considerada como entrada a potência elétrica.

Vale ressaltar que tanto o sistema que não utiliza a compensação quanto aquele que utiliza apresentam a mesma resposta no regime permanente. Contudo, o tempo de resposta do sistema com compensação de transitório é menor. De fato o tempo de resposta é definido principalmente pela constante de tempo do filtro que por sua vez é definido levando em conta não apenas a redução do tempo de resposta mas também a atenuação do ruído de alta frequência.

Foi-se definida uma faixa de tolerância de $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$ para poder melhor analisar o método proposto. O intervalo entre 60s e 150s foi tomado para fins compa-

rativos. A Figura 4.10 indica que a acurácia do método proposto não difere do método original pois ambas estratégias convergem para o mesmo valor em regime permanente. Porém, a implementação da compensação reduz o tempo de resposta e faz com que a temperatura alcance a faixa de tolerância sem a necessidade de considerar o regime permanente da temperatura. Nesse experimento houve uma variação de temperatura de referência intencional para possibilitar a comparação dos tempos de acomodação das três situações.

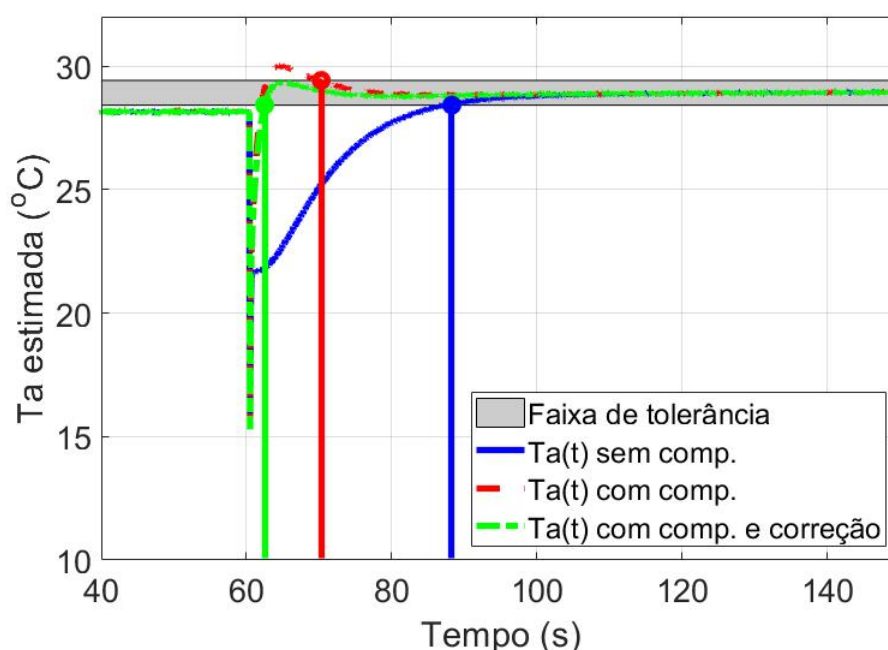


Figura 4.10: Medição de temperatura ambiente com e sem compensação de transitório - experimento com o protetor plástico. A faixa de tolerância é indicada no gráfico como a região sombreada e os tempo em que a medição entrou na faixa de tolerância são indicados por linhas verticais.

Os tempos de acomodação para os três casos estudados - método sem compensação; método com compensação; e método com compensação e correção de ganho- foram respectivamente 28, 1s, 10, 1s e 2, 3s. Com isso, tem-se que a grande contribuição do método proposto é a redução do tempo de resposta e a redução dos erros oriundos dos transitórios.

A solução digital apresentou-se de forma mais prática em comparação à solução analógica. A aproximação realizada foi eficaz na compensação dos tran-

sitórios de temperatura do sensor através da aproximação do tipo *backward*. Tal aproximação mostrou simples na implementação numérica e proporcionou significativa melhora no tempo de acomodação da medição de temperatura ambiente no que tange o problema regulatório do sistema. Mesmo ao se utilizar um período de amostragem de $0,2s$, a estimativa converge de forma rápida, contrastando com o tempo necessário da medição para o caso sem a compensação de derivada.

Deve-se ter em mente ao se utilizar esta técnica de compensação de derivada que nem sempre é ideal utilizar um valor muito pequeno de período de amostragem pois tal escolha geraria um conjunto muito maior de amostras, ocasionando um maior esforço computacional no tratamento do sinal em questão.

Capítulo 5

Conclusão e trabalhos futuros

Os sensores termo-resistivos são bastante empregados em sistemas de medição de temperatura não só por seu baixo custo mas também por seu desempenho. A configuração em que se mantém a temperatura do sensor constante permite ter respostas mais rápidas quando comparadas as outras configurações possíveis. Nesses sistemas a temperatura do dispositivo de medição é mantida através de um sistema de controle, o que permite que estimativas de grandezas possam ser realizadas a partir dos valores de temperatura do sensor e de outras variáveis e parâmetros.

Contudo, para uma medição alheia a incertezas, é esperado o tempo necessário para a acomodação da temperatura do sensor. As perturbações as quais o sistema de medição está submetido acarretam em incertezas nas estimativas, prolongando ainda mais o tempo de acomodação da variável de saída. Logo, o presente trabalho buscou encontrar soluções para mitigar os efeitos dos transitórios nas medições realizadas pelo sistema. Foram percebidas duas oportunidades de melhorias do sistema. A primeira é a utilização de um controle que se comprometa em melhorar o seguimento de referência assim como a ação regulatória. A segunda oportunidade se trata de utilizar uma técnica de compensação de derivada nos cálculos das estimativas.

Foi mostrado que o sistema de controle a ser utilizado pode não ser muito adequado se negligenciada a regulação do sistema. O desempenho do sistema em controlar a temperatura do sensor em face a perturbações na entrada do dispositivo é fundamental na acomodação rápida da variável de saída.

Quando utilizada a estratégia de controle por modelo interno com um grau de

liberdade, IMC-1DOF, foi verificado que a ação regulatória é bastante precária visto que se leva o tempo de malha aberta para que o sistema anule completamente o efeito da perturbação na saída. O sistema de medição não está isento as perturbações de temperatura ambiente, de fluxo de fluido que circunda o sensor, fazendo com que a sua condutância térmica varie, de radiação térmica incidente, aumentando a energia térmica do dispositivo.

As soluções propostas de controle por este trabalho tangem o desempenho regulatório do sistema visto que é o caso mais crítico na medição da grandeza de interesse. Ao todo foram propostas duas técnicas de controle a serem adotadas. As técnicas de controle estudadas, IMC-2DOF e DOBC, se propõe de forma mais ampla a não apenas adequar a ação servo do sistema mais também a ação de rejeição de perturbações. Em geral, os novos controladores não são complexos de serem projetados. De fato, o IMC-2DOF ao dispor de mais um parâmetro a ser definido para atender as especificações do projeto de controle é uma aprimoração da estratégia IMC-1DOF. Enquanto que o DOBC é projetado tendo em mente as perturbações do sistema. Pelos resultados experimentais obtidos, é possível confirmar que o controle proposto alcançou o objetivo de reduzir o tempo de acomodação mesmo na presença de perturbações, o que o controle IMC-1DOF não realizava.

A grande vantagem percebida do DOBC é a possibilidade de monitorar as perturbações do sistema, tal ação pode ser interessante na análise das condições ambientais onde se encontra o sistema de medição. Outra observação a ser feita é a equivalência entre as estratégias de controle propostas. Ao especificar a dinâmica da mesma maneira nas simulações, foi possível notar que ação regulatória foi a mesma em ambos os casos.

Outra oportunidade de mitigar os efeitos dos transitórios e de se obter a acomodação da temperatura do sensor num menor intervalo de tempo é a compensação de derivada por aproximação do tipo *backward*. Na implementação dessa ferramenta inédita para este tipo de problema, a escolha do período de amostragem tem grande destaque na relação de custo x benefício em virtude de ter que garantir uma boa aproximação sem acarretar em esforços desnecessários a aquisição e processamento de dados. Os filtros digitais e analógicos são úteis na resolução da estimação do efeito transitório, sendo que a abordagem digital necessita de um fil-

tro para melhorar a relação sinal-ruído da grandeza estimada. Deve-se ter em vista ainda o benefício obtido do fato de se calibrar o ganho da compensação. O ato de ponderar a estimação do efeito transitório fez com que o sistema de medição responda de forma ainda mais interessante como pode ser visto nas simulações e nos resultados experimentais. Outro ponto importante que deve ser apontado é a qualidade e comportamento do resultado experimental quando o sistema é protegido por radiação e por vento.

As soluções propostas, o controle DOBC e a compensação de derivada por aproximação *backward* trouxeram melhorias no tempo de espera da acomodação da temperatura do sensor. Ambas soluções obtiveram êxito em reduzir a espera para as medições da temperatura ambiente sem as incertezas adicionadas pelos transitórios de temperatura do sensor.

Conclui-se que o sistema de medição baseado em sensores NTC abrange muitas possibilidades de melhorias nas estimativas, o que indica que ainda será objeto de estudo de muitos outros trabalhos. Outras propostas de estratégia de controle de temperatura do sensor e métodos de compensação de efeito de transitório seriam de grande interesse em trabalhos futuros, permitindo comparações e análise entre as técnicas quanto ao tempo de resposta e relação sinal-ruído do mensurando.

Deste documento foram escritos com co-autoria do professor orientador ao todo 3 artigos. O primeiro artigo, intitulado por "*Estudo do problema regulatório nos sistemas de medição de temperatura baseados em sensores termo-resistivos*", refere-se ao Capítulo 3. O artigo foi apresentado no 14º Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente, em 2019. O segundo artigo criado possui o título de "*Compensação de derivada em sistemas de medição de temperatura baseados em sensores termo-resistivos*", que diz respeito ao Capítulo 4 e foi apresentado no 10º Congresso Brasileiro de Metrologia, em 2019. O terceiro artigo, intitulado por "*Transient compensation for thermistor-based sensors in constant temperature configuration*", foi aprovado recentemente na revista *Sensors and Actuators: A. Physical*.

Bibliografia

- [1] G. K. McMillan, *Advanced Temperature Measurement and Control*, 2^a ed. ISA: Research Triangle-NC, 2011.
- [2] Z. Haq, *Applied Measurement Systems*. InTech: Rijeka-Croatia, 2012.
- [3] P. F. Dunn e M. P. Davis, *Measurements and Data Analysis for Engineering and Science*, 4^a ed. CRC Press: Boca Raton-FL, 2018.
- [4] P. R. N. Childs, *Practical Temperature Measurement*. Butterworth Heine-
mann: Woburn-MA, 2001.
- [5] A. Feteira, “Negative Temperature Coefficient Resistance (NTCR) Ceramic
Thermistors: An Industrial Perspective”, em *2007 International Symposium
on Industrial Embedded Systems*, The American Ceramic Society, vol. 92,
2009, pp. 967–983.
- [6] J. P. Blentey, “Temperature sensor characteristics and measurement system
design”, vol. 17, Institute of Physics, 1984, pp. 430–439.
- [7] M. d. A. Moreira, “Linearização por realimentação de sistemas de medi-
ção baseados em sensor termo-resistivo mantido a temperatura constante”,
2007.
- [8] R. T. Pullman, C. A. Jenness e A. J. Christie, “A high accuracy, low power,
reproducible temperature telemetry system”, 5, vol. 39, IEEE, 1990, pp. 773–
779.
- [9] K. M. Tsang e W. L. Chan, “Temperature compensated high efficiency in-
ductor current sensor”, 1, vol. 154, Elsevier, 2009, pp. 16–22.
- [10] S. Bandyopadhyay, A. Das, A. Mukherjee, D. Dey, B. Bhattacharyya e S.
Munshi, “A linearization scheme for thermistor-based sensing in biomed-
ical studies”, 3, vol. 16, IEEE, 2015, pp. 603–609.
- [11] N. K. Vaegae, V. L. N. Komanapalli e B. R. Annepu, “Design and modeling
of an intelligent temperature to frequency converter”, vol. 85, 2016, pp. 54–
64.
- [12] G. Liu, L. Guo, C. Liu e Q. Wu, “Evaluation of different calibration equa-
tions for NTC thermistor applied to high-precision temperature measure-
ment”, vol. 120, Elsevier, 2018, pp. 21–27.

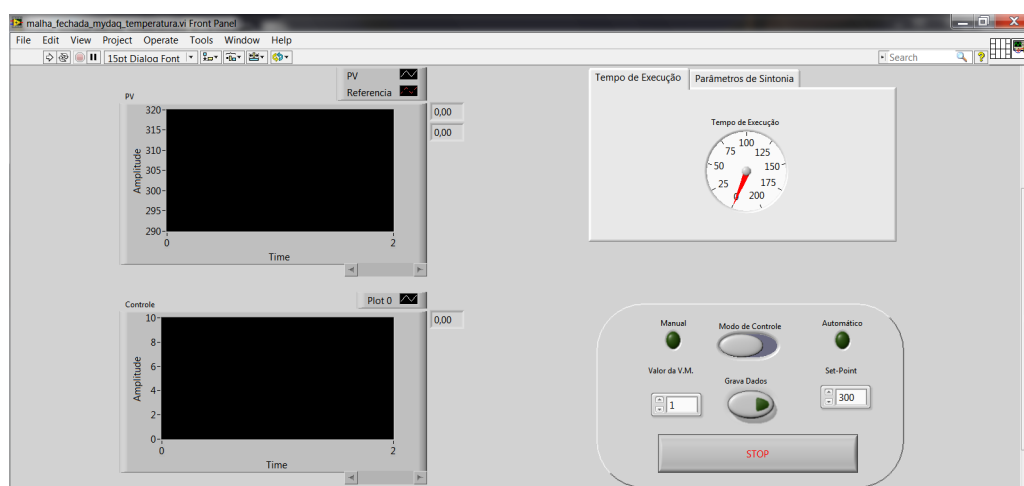
- [13] K. Okamoto, T. Ohhashi, M. Asakura e K. Watanabe, “A Digital Anemometer”, 2, vol. 43, 1994, pp. 116–120.
- [14] H. Fujita, T. Ohhashi, M. Asakura, M. Yamada e K. Watanabe, “A thermistor anemometer for low-flow-rate measurements”, 3, vol. 44, 1995, pp. 779–782.
- [15] R. P. C. Ferreira, R. C. S. Freire, C. S. Deep, J. S. de Rocha Neto e A. Oliveira, “Hot-wire anemometer with temperature compensation using only one sensor”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, nº 4, pp. 954–958, 2001.
- [16] L. V. Araujo, S. Y. C. Catunda, D. Belfort, M. Denoual e R. C. S. Freire, “Spice-based dynamical model of a ntc thermoresistive sensor for anemometer applications”, em *2015 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings*, IEEE, 2015, pp. 1682–1686.
- [17] V. Stornelli, G. Ferri, A. Leoni e L. Pantoli, “The assessment of wind conditions by means of hot wire sensors and a modified Wheatstone bridge architecture”, vol. 262, Elsevier, 2017, pp. 130–139.
- [18] P. Atanasijevic e P. Mihailovic, “Temperature compensation of NTC thermistors based anemometer”, *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 285, pp. 210–215, 2019.
- [19] M. Lee e M. Yoo, “Characteristic of thin-film MTC thermal Sensors”, IEEE, 2002.
- [20] R. C. S. Freire, S. Y. C. Catunda e B. A. Luciano, “Applications of thermoresistive sensor using the electric equivalence principle”, em *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, 2009, pp. 1823–1830.
- [21] A. Oliveira, L. S. Palma, A. S. Costa, R. C. S. Freire e A. C. d. C. Lima, “A constant temperature operation thermoresistive sigma–delta solar radiometer”, 4, vol. 39, Elsevier, 2006, pp. 267–273.
- [22] V. d. C. Rosa, A. Oliveira e C. J. Gunther, “Thermal Radiation Measurement With Thermoresistive Sigma–Delta Modulator”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Thermal Radiation Measurement With Thermoresistive Sigma–Delta Modulator Measurement*, vol. 65, nº 10, pp. 2254–2264, 2016.
- [23] A. Cuadras e O. Casas, “Determination of heart rate using a high-resolution temperature measurement”, 3, vol. 6, IEEE Sensors Journal, 2006, pp. 836–843.
- [24] A. J. Smits, A. E. Perry e P. H. Hoffmann, “The response to temperature fluctuations of a constant-current hot-wire anemometer”, 9, vol. 11, 1978, pp. 909–914.

- [25] G. R. Sarma, “Analysis of a constant voltage anemometer circuit”, 1993, pp. 731–736.
- [26] L. S. Palma, A. Oliveira, A. S. Costa, A. Q. J. Andrade, C. V. R. d. Almeida, M. Zurita e R. C. S. Freire, “Implementation of a feedback I2-controlled constant temperature environment temperature meter”, vol. 10, 2003, pp. 498–503.
- [27] A. Ü. Keskin, “A simple analog behavioural model for NTC thermistors including selfheating effect”, 2, vol. 118, Elsevier, 2005, pp. 244–247.
- [28] M. A. Moreira, A. Oliveira, C. E. T. Dórea, P. R. Barros e J. S. da Rocha Neto, “Sensor characterization and control of measurement systems with thermoresistive sensors using feedback linearization”, em *2008 Instrumentation and Measurement Technology Conference*, IEEE, 2008, pp. 2003–2008.
- [29] J. B. Santos, A. Oliveira, C. E. T. Dórea, P. R. Barros, D. G. de Souza Neto e T. Phulpin, “Application of feedback linearization in thermoresistive sensors characterization and feedback measurement systems”, em *XVIII TC 4 IMEKO Symposium-Measurement of Electrical Quantities*, 2011.
- [30] M. A. Moreira, A. Oliveira, C. E. T. Dórea, P. R. Barros e J. S. da Rocha Neto, “Sensors Characterization and Control of Measurement Systems Based on Thermoresistive Sensors via Feedback Linearization”, em *Advances in Measurement Systems*, IntechOpen, 2010, pp. 257–271.
- [31] L. V. Araujo, S. Y. C. Catunda, C. E. T. Dórea e R. C. S. Freire, “A controlled-temperature hot-wire anemometer with voltage feedback linearization”, em *2014 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings*, IEEE, 2014, pp. 325–330.
- [32] J. B. Santos, “Caracterização de sensores termo-resistivos utilizando linearização por realimentação e aplicações”, 2012.
- [33] L. F. Daltro, “Sistema realimentado de medição baseados em sensores termo-resistivos”, 2018.
- [34] M. V. Gabriel, “Análise de sensibilidade de anemômetros a temperatura constante baseados em sensores termo-resistivos”, 2004.
- [35] R. F. A. De Assis, “Projeto de um anemômetro térmico baseado em termistor NTC com modelo linearizado por realimentação”, 2018.
- [36] J. S. Steinhart e S. R. Hart, “Calibration curves for thermistors”, 4, vol. 15, 1968, pp. 497–503.
- [37] H. K. Khalil, *Nonlinear systems*. Prentice Hall, 2002.
- [38] TDK, *NTC thermistors for temperature measurement Miniature sensors with bendable wires*, B57861S, Datasheet - EPCOS (TDK), mar. de 2013.

- [39] A. C. Carvalho, *Montagem e avaliação do sistema de controle de temperatura de um termistor baseado na realimentação linearizante*, UFBA/PIBITI, 2013.

Apêndice

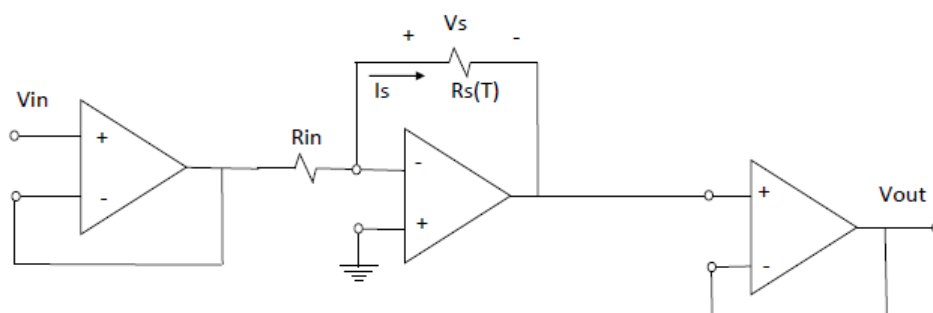
Em experimentos de automação, controle e eletrônica o programa LabVIEW fornece possibilidades interessantes quanto ao monitoramento de variáveis como corrente e tensões. Através do LabVIEW foi possível construir facilmente uma interface para sistematizar os experimentos realizados assim como permitir a gravação dos dados dos testes em arquivo .txt. O painel frontal construído é ilustrada na imagem a seguir.



O programa permite configuração dos parâmetros do controlador digital assim como do filtro utilizado no experimento. Pode-se visualizar por meio de gráficos a evolução das variáveis de interesse como temperatura e corrente do sensor. É possível ainda verificar o tempo de execução do teste.

Anexo

O esquemático do protótipo é apresentado abaixo. Foram utilizados dois amplificadores operacionais como *buffers*. O papel dos *buffers* é isolar o resistor das impedâncias da saída da fonte e da entrada da placa de aquisição de dados. O resistor R_{in} é utilizado com o intuito de evitar correntes elevadas uma vez que toda a alimentação do sistema é feita via cabo USB.



O circuito condiciona o sinal de tensão do sensor NTC, possibilitando a realização do cálculo necessário para a linearização por realimentação. O sinal de entrada do circuito é fornecido por uma fonte de tensão. A resistência de R_{in} utilizado foi igual a $3,3\text{ k}\Omega$, fazendo com que, para uma fonte de tensão de amplitude máxima igual a 10 V , a corrente esteja limitada no valor de $3,03\text{ mA}$. Como pode ser visto, o circuito não traz grandes complexidades em sua construção, sendo composto por componentes facilmente encontrados no mercado.