

Instrumentação eletroeletrônica

Instrumentação eletroeletrônica

Hugo Tanzarella Teixeira

© 2017 por Editora e Distribuidora Educacional S.A.
Todos os direitos reservados. Nenhuma parte desta publicação poderá ser reproduzida ou transmitida de qualquer modo ou por qualquer outro meio, eletrônico ou mecânico, incluindo fotocópia, gravação ou qualquer outro tipo de sistema de armazenamento e transmissão de informação, sem prévia autorização, por escrito, da Editora e Distribuidora Educacional S.A.

Presidente

Rodrigo Galindo

Vice-Presidente Acadêmico de Graduação

Mário Ghio Júnior

Conselho Acadêmico

Alberto S. Santana
Ana Lucia Jankovic Barduchi
Camila Cardoso Rotella
Cristiane Lisandra Danna
Danielly Nunes Andrade Noé
Emanuel Santana
Grasiele Aparecida Lourenço
Lidiane Cristina Vivaldini Olo
Paulo Heraldo Costa do Valle
Thatiane Cristina dos Santos de Carvalho Ribeiro

Revisão Técnica

Daniel Augusto Pagi Ferreira
Marley Fagundes Tavares

Editorial

Adilson Braga Fontes
André Augusto de Andrade Ramos
Cristiane Lisandra Danna
Diogo Ribeiro Garcia
Emanuel Santana
Erick Silva Griep
Lidiane Cristina Vivaldini Olo

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

Teixeira, Hugo Tanzarella
T266i Instrumentação eletroeletrônica / Hugo Tanzarella
Teixeira. – Londrina : Editora e Distribuidora Educacional
S.A., 2017.
216 p.

ISBN 978-85-522-0187-8

1. Engenharia eletrônica. I. Título.

CDD 621

Sumário

Unidade 1 Fundamentos conceituais	7
Seção 1.1 - Conceitos de instrumentação	9
Seção 1.2 - Análise generalizada de instrumentos	24
Seção 1.3 - Incerteza de medidas e sua propagação	38
Unidade 2 Circuitos em sistemas de medição	59
Seção 2.1 - Ponte de Wheatstone	61
Seção 2.2 - Amplificadores	78
Seção 2.3 - Aterramento e blindagem	95
Unidade 3 Sensores	111
Seção 3.1 - Sensores resistivos	113
Seção 3.2 - Sensores capacitivos, indutivos, piezoelétricos e piroelétricos	131
Seção 3.3 - Sensores bimetálicos e de efeito Hall	147
Unidade 4 Aquisição de dados e elementos finais de controle	163
Seção 4.1 - Aquisição de dados para sensores e sistemas de controle	165
Seção 4.2 - Conversores A/D e D/A	180
Seção 4.3 - Elementos finais de controle	195

Palavras do autor

Caro aluno, você já notou que os processos e sistemas de medida fazem parte do nosso cotidiano de maneira cada vez mais intensa? Convivemos, diariamente, com vários sensores e sistemas de medição. Em casa temos os medidores de consumo de eletricidade e de água; carros têm medidores de velocidade e de quantidade de combustível; no parque industrial, há uma grande variedade de sensores usados para “sentir” as mudanças nas mais diversas variáveis.

O termo **instrumentação** engloba tanto as atividades científicas quanto as tecnologias relacionadas à medição. Ela é um elo entre fenômenos físicos, químicos e biológicos e sua percepção pelos seres humanos. Em constante evolução, a instrumentação muda a forma como vivemos e desempenha um papel importante nas ciências da vida e da indústria; além disso, é indispensável para as ciências fundamentais. Para serem credíveis, todas as novas teorias devem ser submetidas a uma série de validações experimentais, das quais a instrumentação é a pedra angular.

Por isso, é muito importante que você se dedique ao estudo do conteúdo dessa disciplina e desfrute dos momentos com seu professor para compreender melhor os conceitos e se aprofundar na prática. Isso contribuirá para que você seja um profissional mais preparado para o mercado de trabalho.

Este livro foi dividido em quatro unidades, sendo que na primeira iremos estudar os fundamentos conceituais dos sistemas de medição, conhecer de uma forma geral os instrumentos e aprender a lidar com as incertezas de medição e sua propagação. Na segunda unidade, iremos conhecer os principais tipos de circuitos empregados nos sistemas de medição e suas aplicações. Na terceira unidade, você terá contato com diversos tipos de sensores empregados nos sistemas de medição. Por fim, na quarta unidade, estudaremos alguns conceitos e critérios importantes na utilização dos sistemas de aquisição de dados em instrumentação, o uso de conversores analógico-digital e digital-analógico utilizados como condicionadores de sinal e, ainda, alguns exemplos de elementos finais de controle. Assim, espera-se que, ao final dessa jornada, você seja capaz de conhecer, compreender

e aplicar os conceitos fundamentais relacionados à instrumentação eletroeletrônica. Nesse sentido, esperamos que você desenvolva as seguintes competências:

- Conhecer e compreender os conceitos fundamentais dos sistemas de medição.
- Conhecer e ser capaz de aplicar os principais tipos de circuitos empregados em sistemas de medição.
- Conhecer os principais tipos de sensores e ser capaz de aplicá-los em sistemas de medição.
- Conhecer, compreender e ser capaz de aplicar as principais técnicas de aquisição de dados e conhecer os elementos finais de controle.

Caro aluno, esperamos que você esteja motivado a estudar e aprender os conceitos e aplicações da instrumentação eletroeletrônica.

Bons estudos e um ótimo aprendizado!

Fundamentos conceituais

Convite ao estudo

Caro aluno, nesta unidade estudaremos fundamentos conceituais dos sistemas de medição, iremos conhecer de uma forma geral os instrumentos e aprender a lidar com as incertezas de medição e sua propagação.

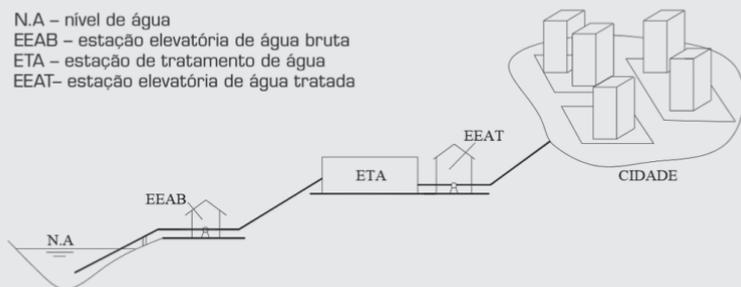
Na primeira seção, são apresentados conceitos básicos, importantes para a evolução do seu estudo sobre instrumentação, sendo eles o método científico, as **grandezas físicas** e suas unidades de medida, além de algumas definições e conceitos relacionados à instrumentação em geral. Na segunda seção, é feita uma análise geral dos instrumentos, através da descrição funcional e da classificação de instrumentos, sua forma de operação e configuração. Por fim, a terceira seção trata da estimativa e da avaliação da incerteza de medida e sua propagação.

Portanto, esperamos que, ao fim desta unidade, você conheça e compreenda os conceitos fundamentais dos sistemas de medição, de modo que você seja capaz de conduzir experimentos de medição, analisar os resultados obtidos e gerar conclusões.

Vamos iniciar esta unidade de ensino pensando no seguinte contexto: imagine que você trabalha na equipe técnica de uma empresa de consultoria e projetos na área de instrumentação, que tem entre os seus clientes a empresa de saneamento do seu estado. Essa empresa de saneamento abre uma ordem de serviço reportando uma falha no seu sistema de abastecimento de água, pois parte da água tratada não está chegando ao seu destino final.

Um sistema de tratamento de água é composto, em geral, por uma estação elevatória de água bruta (EEAB), responsável pela captação de água em um manancial; uma estação de tratamento de água (ETA), onde a água captada é tratada; e uma estação elevatória de água tratada, que bombeia a água para a cidade. Um esquema do sistema de tratamento de água pode ser visto na Figura 1.1.

Figura 1.1 | Esquema de um sistema de tratamento de água



Fonte: ReCESA (2008, p. 30).

Após uma avaliação prévia, sua equipe foi alocada para uma das estações elevatórias de água tratada (EEAT) para investigar uma possível falha no conjunto elevatório. Para cumprir a tarefa que lhes foi atribuída, que tipo de procedimento sua equipe deve adotar? É necessário que sua equipe tenha algum conhecimento prévio dos elementos que compõem o sistema analisado? Que tipos de medidas serão realizadas? Elas serão exatas? Como lidar com eventuais incertezas de medição e como reportá-las?

Para que essa tarefa siga com qualidade e domínio, fique atento aos conceitos que serão apresentados nessa unidade.

Mãos à obra e um ótimo estudo!

Seção 1.1

Conceitos de instrumentação

Diálogo aberto

Segundo Balbinot e Brusamarello (2011a), a importância da instrumentação poderia ser resumida em uma única frase: "A medição é a base do processo experimental." Portanto, seja no controle de um processo, em uma pesquisa ou em uma linha de produção de uma indústria, o processo de medição de grandezas físicas é fundamental.

O engenheiro ou o técnico de instrumentação deve estar familiarizado com os métodos e a técnica de medida e com a análise de dados experimentais. Além disso, o conhecimento dos princípios de instrumentação é necessário para realizar um experimento bem-sucedido. Por essa razão, a experimentação deve respeitar procedimentos criteriosos, beneficiando-se de uma metodologia bem planejada.

Retomando o nosso contexto, você e sua equipe foram alocados na EEAT e precisam investigar qual falha no conjunto elevatório está impedindo que a água tratada seja bombeada para o consumidor final. Refletindo sobre o problema, é preciso que você defina uma metodologia de investigação, para que seja possível identificar o causador da falha e propor uma solução para o problema.

Para auxiliá-lo nessa tarefa, vamos discutir nesta seção sobre o método científico, as grandezas físicas, suas unidades e seus conceitos relacionados à instrumentação em geral.

Espero que esteja animado. Bons estudos e um ótimo trabalho

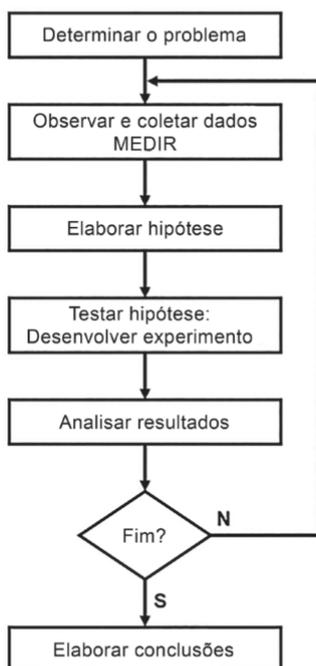
Não pode faltar

Para que um cientista investigue os fenômenos da natureza, ele precisa conhecer os processos envolvidos. Um experimentador deve levantar todas as informações possíveis sobre o fenômeno e medir as variáveis relacionadas a ele. Com as informações colhidas, será construída uma hipótese que segue um raciocínio lógico e é coerente com a observação e com a base de dados sobre o fenômeno.

O conjunto de regras básicas empregadas em uma investigação científica, com objetivo de obter resultados tão confiáveis quanto possível, é chamado **método científico**. A preocupação em explicar a natureza vem desde os primórdios da humanidade, quando as duas principais questões referiam-se às forças da natureza e à morte. O conhecimento mítico voltou-se à explicação desses fenômenos, atribuindo-os a entidades de caráter sobrenatural. Somente no século XVI é que se iniciou uma linha de pensamento que propunha encontrar um conhecimento embasado em maiores garantias, na procura do real (MARCONI; LAKATOS, 2003).

Embora não haja um método científico no sentido de uma receita universal para se fazer ciência (CHIBENI, 2006), este engloba algumas etapas como a determinação do problema, a observação, a formulação de uma hipótese, a experimentação, a interpretação dos resultados e, finalmente, a conclusão, como exemplificado no fluxograma da Figura 1.2.

Figura 1.2 | Procedimento genérico de método científico



Fonte: adaptada de Balbinot; Brusamarello (2011a, p. 7).



A realização de uma medida é considerada um experimento e os procedimentos adotados deverão seguir uma metodologia. Esse método deve envolver a formação de bases de conhecimentos, a realização de experimentos controlados e sua avaliação. É importante ressaltar que a necessidade de um método é importante não só para a confiabilidade da medida, mas também para que ela possa ser repetida por qualquer pessoa.

(BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2011a)

Ao projetar um experimento, o técnico ou engenheiro de instrumentação precisa ser capaz de especificar a variável física a ser medida e conhecer as leis da física aplicáveis. Em um sistema de medição, as **grandezas físicas** são as variáveis ou as quantidades que serão medidas. Elas são geralmente chamadas de *variável de medida*, *variável de instrumentação* ou *variável de processo* e podem ser os objetivos diretos ou indiretos de uma determinada medida.

Em muitas situações cotidianas, temos contato com uma grandeza física ou noção dela, mesmo sem conhecê-la. Por exemplo, quando colocamos a mão na água que sai do chuveiro antes de tomar banho, estamos em contato com uma variável térmica que é a temperatura. Essas variáveis podem ser classificadas em relação a suas características físicas conforme a Tabela 1.1.

Tabela 1.1 | Classificação das variáveis por características físicas

Classe das variáveis	Exemplos
<i>Variáveis térmicas</i> – relacionadas à condição ou à característica do material. Dependem da energia térmica do material.	Temperatura, temperatura diferencial, calor específico, entropia e entalpia.
<i>Variáveis de radiação</i> - relacionadas à emissão, propagação, reflexão e absorção de energia através do espaço ou através de materiais. Emissão, absorção e propagação corpuscular.	Radiação nuclear. Radiação eletromagnética (infravermelho, luz visível, ultravioleta). Raios X, raios cósmicos e radiação gama. Variáveis fotométricas e variáveis acústicas.
<i>Variáveis de força</i> - relacionadas à alteração de repouso ou de movimento dos corpos.	Peso, força total, momento de torque, tensão mecânica, força por unidade de área, pressão, pressão diferencial e vácuo.

<i>Taxa de variáveis</i> - relacionada à taxa com que um corpo ou uma variável medida se afasta ou se aproxima de um determinado ponto de referência ou à taxa de repetição de um determinado evento. O tempo é sempre um componente da medida de taxa.	Vazão de um determinado fluido, fluxo de massa, aceleração, frequência, velocidade linear, velocidade angular e vibração mecânica.
<i>Variáveis de quantidade</i> - relacionadas às quantidades de material existente dentro de limites específicos ou que passa sobre um ponto num determinado período.	Massa e peso a uma gravidade local. Vazão integrada num tempo, volume, espessura e mols de material.
<i>Variáveis de propriedades físicas</i> - relacionadas às propriedades físicas de materiais (exceto propriedades relacionadas à massa ou composição química).	Densidade, umidade, viscosidade, consistência, características estruturais como ductibilidade, dureza, plasticidade.
<i>Variáveis de composição química</i> - relacionadas às propriedades químicas e à análise de substâncias.	Medidas quantitativas de CO ₂ , CO, H ₂ S, NOx, S, SOx, C ₂ H ₂ , CH ₄ , pH, qualidade do ar e vários solventes e químicos, entre outros.
<i>Variáveis elétricas</i> - relacionadas às variações de parâmetros elétricos.	Tensão, corrente, resistência, condutância, indutância, capacitância, impedância.

Fonte: Balbinot; Brusmarello (2011a, p. 7).

O valor de uma grandeza é geralmente expresso sob a forma do produto de um número por uma unidade de medida. A **unidade de medida** é apenas um exemplo específico da grandeza em questão, usada como referência.

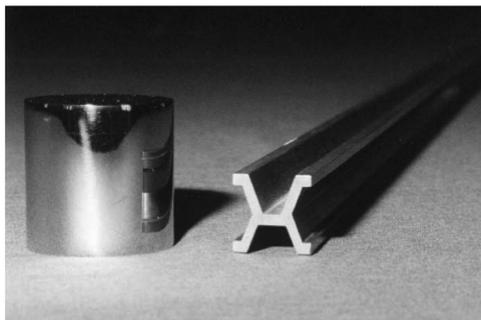


Exemplificando

O número é a razão entre o valor da grandeza considerada e a unidade. Para uma grandeza específica, podemos utilizar inúmeras unidades diferentes. Por exemplo, a velocidade v de uma partícula pode ser expressa sobre a forma $v = 25 \text{ m/s}$ ou $v = 90 \text{ km/h}$, em que o metro por segundo e o quilômetro por hora são unidades alternativas para expressar o mesmo valor da grandeza velocidade.

Todavia, é importante dispor de um conjunto de unidades bem definidas, universalmente reconhecidas e fáceis de utilizar. As unidades escolhidas devem ser acessíveis a todos, supostas constantes no tempo e no espaço e fáceis de realizar com uma exatidão elevada. A criação do sistema métrico decimal durante a Revolução Francesa e também a criação de dois padrões de platina para a unidade do metro e do quilograma, em 1799, exemplificados na Figura 1.3, constituíram o primeiro passo para o desenvolvimento do Sistema Internacional de Unidades atual, o SI.

Figura 1.3 | Protótipos de platina para o metro e o quilograma



Fonte: <http://www.bipm.org/en/measurement-units/history-si/metre_kilo.html>. Acesso em: 12 mar. 2017.

Posteriormente, muitos outros países adotaram o sistema, inclusive o Brasil, aderindo à Convenção do Metro de 20 de maio de 1875.

Para se estabelecer um sistema de unidades, como o SI, é necessário padronizar um sistema de grandezas e uma série de equações que definam as relações entre as grandezas. É conveniente, também, escolher definições para um número restrito de unidades, que são denominadas *unidades de base* e, em seguida, definir unidades para todas as outras grandezas como produtos de potências das unidades de base, que são denominadas *unidades derivadas*. Da mesma forma, as grandezas correspondentes são descritas como *grandezas de base* e *grandezas derivadas* (INMETRO;2012a). As grandezas e unidades de base são, por convenção, consideradas como independentes e estão resumidas na Tabela 1.2.

Tabela 1.2 | Unidades de Base do SI

Grandeza de base	Unidade de base do SI		
	Nome	Símbolo	Nome
comprimento	$l, x, r, \text{ etc.}$	metro	m
massa	m	quilograma	kg
tempo, duração	t	segundo	s
corrente elétrica	I, i	ampère	A
temperatura termodinâmica	T	kelvin	K
quantidade de substância	n	mol	mol
intensidade luminosa	I_v	candela	cd

Fonte: INMETRO (2012a, p. 28).

Os símbolos indicados para as grandezas, na Tabela 1.2, são geralmente letras simples dos alfabetos gregos ou latino, em itálico, e são apenas recomendações. Os símbolos indicados para as unidades são obrigatórios (INMETRO, 2012a).



Refleta

Antes da existência do sistema métrico, cada povo teve o seu próprio sistema de medidas a partir de unidades arbitrárias e imprecisas, por exemplo, aquelas baseadas no corpo humano: palmo, pé, polegada, braça, côvado. Você acha que seria possível para humanidade alcançar os avanços científicos e tecnológicos que temos hoje sem um sistema de medidas unificado?

Por fim, antes de iniciar o experimento, o engenheiro ou técnico de instrumentação precisa conhecer o processo e os conceitos relacionados à instrumentação em geral. Para isso, listaremos algumas definições segundo o Vocabulário Internacional de Termos Fundamentais e Gerais de Metrologia, o VIM (INMETRO, 2012b).

Medição: consiste em um conjunto de operações que têm por objetivo determinar um valor de uma grandeza.

Idealmente, ao realizar uma medição, busca-se o valor verdadeiro de uma grandeza ou, conforme o VIM, o **valor compatível** com a definição de uma dada grandeza específica. Esse valor seria obtido por uma medição perfeita, impossível na prática. O que de fato utilizamos é o **valor convencional**, que é a melhor estimativa do valor verdadeiro, geralmente obtido como resultado de um grande número de medições.

Metrologia: é a ciência da medição.

Mensurando: refere-se à grandeza que se pretende medir. A especificação de um mensurando pode requerer informações de outras grandezas como tempo, temperatura ou pressão.



Exemplificando

As grandezas que afetam o resultado da medição do mensurando são denominadas grandezas de influência. Por exemplo, um micrômetro, Figura 1.4, instrumento de medição capaz de aferir as dimensões lineares

de um objeto com precisão da ordem de micrômetros (10^{-6} m), pode ter seu volume variado de acordo à variação de temperatura, conforme a relação

$$\Delta V = V_0 \cdot \gamma \cdot \Delta T \quad (1.1)$$

em que, ΔV é a variação do volume do micrômetro, V_0 seu volume inicial, γ seu coeficiente de dilatação volumétrica e ΔT a variação da temperatura.

Figura 1.4 | Micrômetro



Fonte: <<http://www.istockphoto.com/br/foto/micr%C3%B4metro-gm629028010-111821837>>.
Acesso em: 10 abr. 2017.

Método de medição: consiste na descrição genérica de uma sequência lógica de operações utilizadas na realização de uma medição.

Procedimento de medição: é a descrição detalhada de uma medição de acordo com um ou mais princípios e com um dado método, baseada em modelo e incluindo todo cálculo destinado à obtenção de um resultado de medição. Um procedimento de medição é geralmente registrado em um documento com detalhes suficientes para permitir que um operador realize uma medição.

Instrumento de medição: dispositivo utilizado para realizar medições, individualmente ou associado a um ou mais dispositivos suplementares. Um instrumento de medição pode ser um sistema mecânico, eletromecânico ou eletrônico, conforme Figura 1.5.

Figura 1.5 | Instrumentos de medição



Fonte: <<https://commons.wikimedia.org/wiki/File:FourMetricInstruments.JPG>>. Acesso em: 18 mar. 2017.

Instrumento de medição indicador: fornece um sinal de saída contendo informações sobre o valor da grandeza medida, como por exemplo, voltímetro, micrômetro, termômetro e balança eletrônica.

Instrumento de medição mostrador: o sinal de saída é apresentado na forma visual.

Sistema de medição: conjunto de um ou mais instrumentos de medição e frequentemente de outros dispositivos, compreendendo, quando necessário, reagentes e insumos, montado e adaptado para fornecer informações destinadas à obtenção dos valores medidos, dentro de intervalos especificados para grandezas de naturezas especificadas.

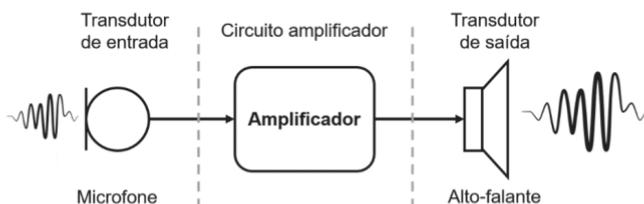
Sensor: elemento de um sistema de medição que é diretamente afetado por um fenômeno, corpo ou substância que contém a grandeza a ser medida. São exemplos de sensores a boia de um instrumento de medição de nível, a fotocélula de um espectrômetro e a bobina sensível de um termômetro de resistência de platina.

Detector: dispositivo ou substância que indica a presença de um fenômeno sempre que um limiar de uma grandeza é excedido. Por exemplo, o papel de tornassol para indicar pH.

Transdutor de medição: dispositivo utilizado em medições que fornece uma grandeza de saída que tem uma correlação específica com a grandeza de entrada.

O **transdutor** é um dispositivo que converte um sinal de uma forma física para um sinal correspondente de outra forma física. Por isso, também se trata de um conversor de energia. Há ainda uma distinção entre transdutor de entrada (sinal físico/ sinal elétrico) utilizados para detectar sinais e transdutor de saída (sinal elétrico/ *display* ou atuador) utilizados para gerar movimentos mecânicos ou executar uma ação, por exemplo em um sistema de amplificação de áudio, em que o transdutor de entrada, o microfone, que converte o som em um sinal elétrico, o qual é amplificado por um circuito de amplificação e, em seguida, o sinal elétrico é novamente convertido em som pelo alto-falante, o transdutor de saída, como esquematizado na Figura 1.6.

Figura 1.6 | Sistema de amplificação de áudio



Fonte: elaborada pelo autor.



Pesquise mais

Para se familiarizar com o vocabulário utilizado ao longo desse livro e na área de instrumentação, utilize o **Vocabulário Internacional de Metrologia (VIM)**, tradução para o português, em uma colaboração entre o INMETRO e o IPQ, do *International Vocabulary of Metrology*, produzido pelo Comitê Conjunto para Guias em Metrologia, o JCGM. O VIM está disponível, gratuitamente no site do INMETRO em:

<http://www.inmetro.gov.br/inovacao/publicacoes/vim_2012.pdf>. Acesso em: 12 mar. 2017.

Sem medo de errar

Você e sua equipe já estão na estação elevatória do subsistema adutor de água tratada e devem começar a investigar a causa da falha no conjunto elevatório que está impedindo que parte da água tratada seja bombeada para o consumidor final.

Você decidiu basear o seu procedimento de investigação no método científico e seguir as seguintes etapas: determinação do problema, observação, formulação de uma hipótese, experimentação, interpretação dos resultados e conclusão.

O **problema** é que *parte da água tratada não está sendo bombeada para o consumidor final.*

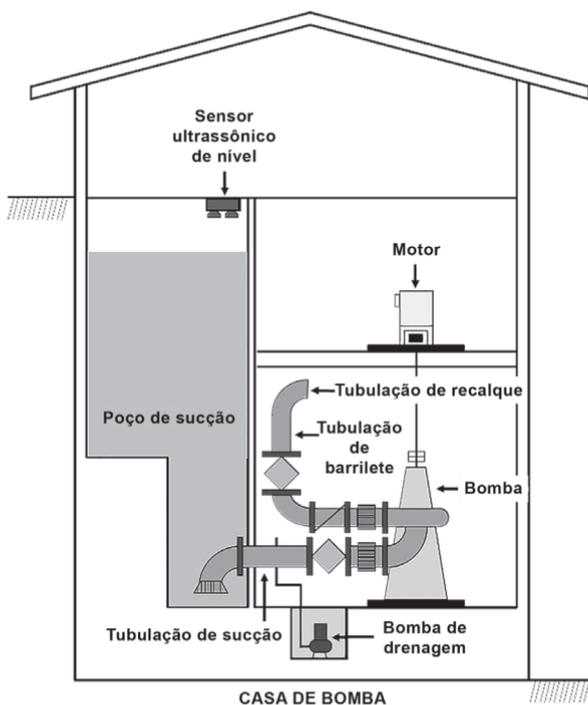
Na etapa de **observação**, você pede para sua equipe listar e analisar os componentes da EEAT, gerando o seguinte trecho de relatório:

A EEAT tem seus principais componentes divididos em três grupos:

- Equipamento eletromecânico: bomba e motor.
- Tubulações: de sucção, de barrilete e de recalque.
- Construção civil: poço de sucção e casa de bomba.

Confira esquema na Figura 1.7.

Figura 1.7 | Esquema dos principais componentes da EEAT



Fonte: elaborada pelo autor.

A estação elevatória é composta por 2 conjuntos motobombas (1 operante e 1 reserva), cada um com capacidade de bombeamento de $11 \text{ m}^3/\text{s}$, altura manométrica de 120 m e potência nominal de 5,5 kW .

Figura 1.8 | Conjunto motobomba



Fonte: <<http://www.sinae.sc.gov.br/img/perfil/2.jpg>>. Acesso em: 29 mar. 2017.

Não foram identificados problemas nas tubulações e na construção civil. O equipamento eletromecânico é composto por 2 motores de indução trifásicos (220 V - 60 Hz) com rotor gaiola de esquilo, com partida eletrônica (*soft-starter*) e sensor ultrassônico de nível.

Foi constatado que, embora os motores estejam em perfeito estado, eles não estão sendo acionados.

Ao ler esse trecho do relatório, você formula sua **hipótese**: o problema está no sensor ultrassônico de nível. Para testar essa hipótese, você formula o seguinte **experimento**: enquanto um outro técnico da sua equipe faz medidas manuais do nível do poço de sucção, você observa as medidas indicadas no mostrador de nível do painel de comando dos motores. O resultado pode ser visto na Tabela 1.3.

Tabela 1.3 | Comparação entre o nível medido e informado no painel de comando

Nível medido	Nível no painel
2 m	1,8 m
4 m	2,1 m
6 m	2,2 m
8 m	2,1 m
10 m	2,3 m

Fonte: elaborada pelo autor.

Ao analisar esses dados, você pode concluir que uma falha no sensor ultrassônico de nível é responsável pelo não bombeamento da água tratada, que chega nessa elevatória para o consumidor final.

Avançando na prática

Método de calibração

Descrição da situação-problema

Após identificar com sucesso a falha na EEAT, utilizando um procedimento de investigação baseado no método científico, a companhia de saneamento do seu estado requisitou mais uma vez os serviços da sua equipe, agora na sua estação de tratamento de água (ETA).

O tratamento da água acontece em diversas etapas que envolvem processos químicos e físicos, em grande parte dessas etapas há adição de produtos químicos para tornar a água potável (CESAN, 2013).

É importante que a vazão de cada produto adicionado à água seja rigorosamente controlada, garantindo a qualidade da água para o consumidor final. Com isso, a companhia de saneamento pediu para a sua equipe a descrição de um método para calibração dos medidores de vazão.

Sendo a calibração um conjunto de operações que estabelecem a relação entre os valores indicados por um instrumento ou sistema de medição e os valores representados por uma medida materializada ou um material de referência, ou os correspondentes das grandezas estabelecidas por padrões.

Resolução da situação-problema

Para esta tarefa você escreveu um relatório metodológico para realizar a calibração de um instrumento de medição de vazão, um trecho desse relatório pode ser lido a seguir:

Nas etapas presentes no tratamento de água bruta, é importante efetuar a medição e o controle da quantidade de fluxo de líquidos, gases e até sólidos granulados. Visando assegurar a confiabilidade do instrumento de medição de vazão, recomendo a comparação

do valor medido com um padrão de medição rastreado ao Sistema Internacional de Medidas (SI).

Considerando que o desempenho metrológico dos medidores de vazão é dependente da vazão de operação do medidor, recomenda-se que eles sejam calibrados nas vazões usuais de operações definidas pelo cliente.

A calibração de um medidor de vazão não inclui a calibração de dispositivos adicionais, tais como sensores e indicadores de pressão e de temperatura associados ao medidor ou a módulos de medição.

Para avaliar a incerteza de medição associada aos valores medidos por um sistema de medição que empregue tais dispositivos adicionais, cabe ao usuário considerar os erros e as incertezas provenientes da utilização de cada instrumento no processo de medição.

Convém que os resultados da calibração de um medidor de vazão sejam apresentados na forma de uma tabela de resultados incluída no corpo do certificado de calibração.

Faça valer a pena

1. O método científico pode ser definido como a maneira ou conjunto de regras básicas empregadas em uma investigação científica com o objetivo de obter resultados tão confiáveis quanto possível.

De acordo com os seus conhecimentos relacionados ao método científico, leia as afirmativas abaixo

I. No método científico é importante que a hipótese seja elaborada antes de realizar as medidas.

II. Para validar uma hipótese, ela deve ser testada em um grande número de experimentos.

III. A medição e coleta de dados deve ser realizada somente para validar uma hipótese.

Assinale a alternativa correta.

- a) Apenas a afirmativa I é correta.
- b) Apenas a afirmativa II é correta.
- c) Apenas a afirmativa III é correta.

d) Apenas as afirmativas I e III são corretas.

e) Apenas as afirmativas I e II são corretas.

2. Segundo o Vocabulário Internacional de Termos Fundamentais e Gerais de Metrologia, o VIM, a medição consiste em um conjunto de operações que têm por objetivo determinar um valor de uma grandeza.

De acordo com o seu conhecimento relacionado à medição, assinale a alternativa correta.

a) O instrumento de medição consiste em um dispositivo utilizado para realizar as medições, individualmente ou em conjunto com dispositivos complementares.

b) Ao realizar uma medição, determina-se o valor verdadeiro de uma grandeza física.

c) A medição de uma mesma grandeza resulta sempre no mesmo valor, independentemente de fatores externos.

d) Um instrumento de medição deve, por norma, apresentar o sinal de saída na forma visual.

e) Um sistema de medição é composto apenas de instrumentos de medição.

3. Um Instrumento de medição é um dispositivo utilizado para realizar medições, individualmente ou associado a um ou mais dispositivos suplementares. Um instrumento de medição pode ser um sistema mecânico, eletromecânico ou eletrônico.

Em relação aos instrumentos de medição, analise as afirmativas abaixo:

I. Sensor é o elemento de um sistema de medição que é diretamente afetado por um fenômeno, corpo ou substância que contém a grandeza a ser medida.

II. Detector é o dispositivo ou substância que indica a presença de um de um fenômeno sempre que um limiar de uma grandeza é excedido.

III. Transdutor de medição é o dispositivo utilizado em medições que fornece uma grandeza de saída que tem uma correlação específica com a grandeza de entrada.

Assinale a alternativa correta.

- a) Apenas as afirmativas I e II estão corretas.
- b) Apenas a afirmativa I está correta.
- c) Apenas a afirmativa III está correta.
- d) Apenas as afirmativas I e III estão corretas.
- e) Todas as afirmativas estão corretas.

Seção 1.2

Análise generalizada de instrumentos

Diálogo aberto

Em linhas gerais, um determinado instrumento pode ser analisado em termos de uma descrição funcional dos seus subsistemas. Como vimos, de acordo com o Vocabulário Internacional de Termos Fundamentais e Gerais de Metrologia, o VIM (INMETRO, 2012b), um instrumento pode ser formado por mais de um elemento. Esta seção descreverá as principais funções dos subsistemas de um instrumento e ilustrará como é possível realizar uma descrição funcional.

Relembrando, você trabalha na equipe técnica de uma empresa de consultoria e projetos na área de instrumentação, que tem entre os seus clientes a empresa de saneamento do seu estado. Essa empresa de saneamento abriu uma ordem de serviço reportando uma falha no seu sistema de abastecimento de água, pois parte da água tratada não está chegando ao seu destino final.

Há pouco tempo você e sua equipe foram alocados para uma estação elevatória de água tratada (EEAT) e encontraram uma falha no sensor ultrassônico de nível. A fim de gerar uma documentação mais aprimorada para o sistema de bombeamento de água, agora é preciso que você faça uma análise funcional dos instrumentos no sistema de medição de nível da EEAT.

Para te auxiliar nesta tarefa, nesta seção vamos discutir a descrição funcional de instrumentos, sua classificação e forma de operação, assim como a configuração de entrada e saída de um instrumento.

Espero que se mantenha focado. Bons estudos e um ótimo trabalho!

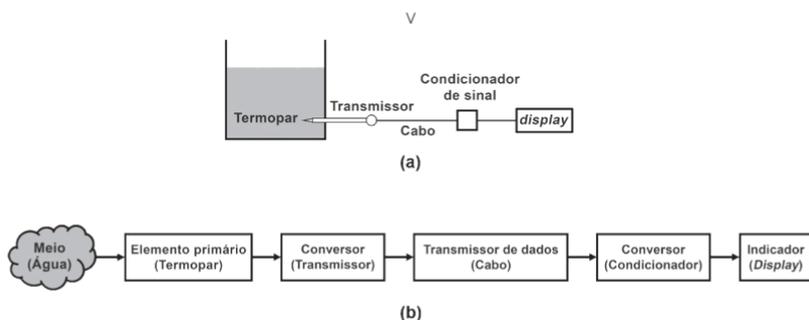
Não pode faltar

Em um instrumento, um elemento ou um grupo deles desempenha uma função específica, e a descrição de um instrumento em termos dessas funções chama-se **descrição funcional**. Para apresentá-

la, considere o sistema hipotético mostrado na Figura 1.9(a). Nesse sistema, deseja-se medir a temperatura da água no tanque utilizando um sensor de temperatura, o termopar. Ele é conectado a um transmissor (indicado por um círculo na sua extremidade), que é responsável por amplificar e condicionar o sinal antes de transmiti-lo. No sistema considerado, o sinal é transmitido por um cabo. Antes de representar o sinal no *display*, ele precisa ser devidamente condicionado para satisfazer as especificações de representação.

Figura 1.9 | Descrição funcional de um sistema de medição hipotético

(a) sistema de medição hipotético; (b) descrição funcional.



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 10).

A descrição funcional do sistema hipotético sugerido é mostrada na Figura 1.9(b). O meio onde a medição é feita é a água. O elemento primário que troca energia com o meio é o termopar, que também exerce o papel de conversor de variáveis, uma vez que sua entrada é a temperatura e o sinal de saída é uma tensão elétrica.

O primeiro bloco *conversor*, que também faz papel de condicionador, representa o transmissor que condiciona a saída do termopar e converte o sinal de tensão em corrente. O elemento transmissor de dados nesse sistema é composto pelo cabo.

O segundo bloco *conversor* é o circuito condicionador responsável por manipular os dados antes de sua representação. No exemplo da Figura 1.9, esse circuito transforma o sinal de corrente em um sinal de tensão de magnitude adequada para utilizar no *display*.



É comum a utilização do termo *transmissor* para um instrumento completo, em que a saída é um sinal em corrente. Por exemplo, geralmente é chamado de transmissor de temperatura um equipamento que inclui o sensor de temperatura e circuitos para o tratamento e processamento do sinal de saída e o circuito para transmitir em corrente a medição feita.

Não existe uma maneira padrão de fazer uma descrição funcional de um instrumento, o número e a ordem dos blocos podem variar de caso a caso. Em instrumentos diferentes é comum encontrar subsistemas com a mesma função, o que facilita o projeto e sistematiza a análise. Portanto, a análise funcional proporciona uma maneira sistemática e generalizada de projeto e análise de sistemas de medição.

A **classificação dos instrumentos** não é única e nem rígida, e varia na literatura. Segundo Aguirre (2013), os transdutores são classificados em quatro categorias:

- transdutores passivos;
- transdutores ativos;
- instrumentos analógicos;
- instrumentos digitais.

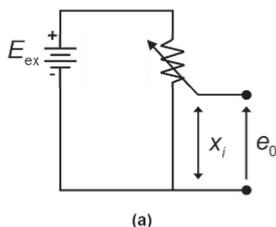
Na primeira categoria estão os *transdutores passivos*, em que a energia do sinal é fornecida na sua totalidade pelo sinal de entrada ou pelo meio que gerou esse sinal. O termopar é um exemplo de transdutor passivo, pois ele produz uma tensão elétrica entre a junta ativa e a junta de referência como consequência da diferença de temperatura.

Na segunda categoria, dos *transdutores ativos*, ao contrário da anterior, a energia na saída do transdutor não é proveniente do sinal de entrada. O transdutor manipula a energia da fonte à parte do sinal de entrada. Um exemplo é o potenciômetro resistivo, que é conectado a uma fonte de alimentação externa, conforme ilustrado na Figura 1.10. A saída do transdutor, que é a tensão e_0 , é resultado da modulação da tensão da fonte, E_{ex} , pelo sinal de entrada, x_i , que é a posição do cursor do potenciômetro.

Figura 1.10 | Potenciômetro para medição de posição

(a) Conexão elétrica de um potenciômetro para medição de posição; (b)

Potenciômetro rotativo linear de 10k .



Fonte: (a) adaptada de Aguirre (2013, p. 11); (b) <<https://goo.gl/N4N0nR>>. Acesso em 2 abr. 2017.

Instrumentos analógicos são aqueles que, tanto no sensor quanto no processamento e no condicionamento do seu sinal, são analógicos.

Por fim, na quarta categoria estão os *instrumentos digitais*, em que o processamento, o condicionamento e a representação do sinal são feitos digitalmente. As vantagens e desvantagens associadas a instrumentos analógicos e digitais são basicamente as mesmas de circuitos eletrônicos em geral. Os instrumentos analógicos costumam ser mais específicos e menos flexíveis que os digitais e sensíveis ao ruído. O projeto de um circuito analógico é mais complexo e caro. Por outro lado, instrumentos analógicos são normalmente mais rápidos que os digitais.

! Atenção

É comum criar confusão entre as duas últimas definições. Às vezes o termo "digital" é utilizado, mas, na realidade, o único aspecto digital é a indicação do valor medido em um display de cristal líquido. Se o condicionamento do sinal for analógico, mesmo que o resultado da medição seja mostrado de forma digital, tal instrumento deve ser considerado analógico. Segundo Aguirre (2013), a melhor forma de classificar um instrumento seria considerar todos os sensores analógicos e classificar as suas unidades eletrônicas.

Os instrumentos também podem ser classificados de acordo com sua **forma de operação**. Trataremos de maneira breve dois métodos distintos de operação de instrumentos.

No *método de deflexão*, o instrumento indica a medição pelo movimento de um ponteiro em uma escala graduada, um mostrador de cristal líquido ou LED. A deflexão é proporcional à medição e a qualidade do processo de medição está associada à qualidade construtiva do instrumento.



Exemplificando

O indicador de quantidade de combustível dos automóveis opera no modo de deflexão, uma vez que a indicação corresponde à quantidade de combustível no tanque, Figura 1.11. Perceba que isso independe do fato de o indicador ser analógico ou digital.

Figura 1.11 | Medidor de combustível no tanque



Fonte: <<https://goo.gl/9TTMsu>>. Acesso em: 15 abr. 2017.

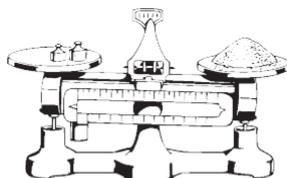
Já o *método de detecção de nulo* ou de *detecção de zero* tem como objetivo alterar alguma das grandezas associadas ao instrumento com o intuito de levá-lo a um ponto de equilíbrio ou de nulo e, nessas condições, efetuar a medição. Nesse caso, o elemento indicador do instrumento não mostra a medição, porém indica uma variável qualquer que representa o grau de desequilíbrio do instrumento, que deve ser zero no momento da medição.



Exemplificando

Em uma balança de pratos, Figura 1.12, o resultado da medição é obtido quando o ponteiro indica zero na escala.

Figura 1.12 | Balança de pratos



Fonte: <<https://pixabay.com/en/balance-instrument-scale-weighing-2027032/>>. Acesso em: 10 abr. 2017.

A linearidade e a precisão da medição de um sistema de detecção de nulos, como a balança de pratos do exemplo, dependerão das propriedades construtivas do instrumento, mas a qualidade do processo de medição está associada à qualidade do padrão de medição empregado. Caso seja operado em detecção de nulo, como a medição é sempre feita com a alavanca na mesma posição, a linearidade é melhor.



Refleta

Comparando os dois tipos de operação dos instrumentos, por *deflexão* e por *detecção de nulo*, qual tipo leva menos tempo para se fazer a medição? Qual deles apresenta maior acurácia e linearidade?

Os instrumentos podem ser apresentados, ainda, em termos de **entradas e saídas**. O instrumento ideal pode ser visto como um sistema de uma entrada e uma saída. O sinal de entrada é a grandeza física a ser medida (o mensurando), ao passo que a saída é a indicação fornecida pelo instrumento. No entanto, a indicação de um determinado instrumento pode não depender somente da grandeza medida. Em outras palavras, a indicação, não é, necessariamente, somente influenciada pelo mensurando, mas também pode depender de outras variáveis.

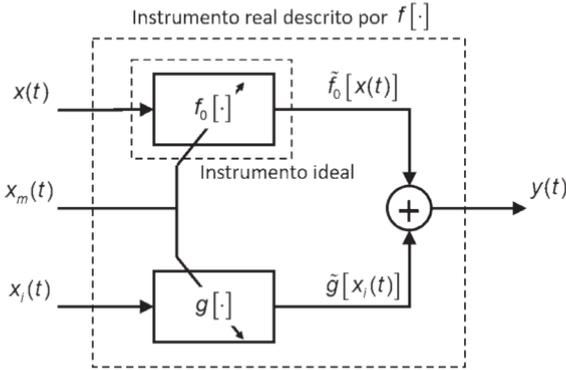


Exemplificando

Por exemplo, o medidor de combustível de um automóvel não depende só da quantidade de combustível no tanque. Sabe-se que alguns medidores fornecem indicações diferentes dependendo da posição do automóvel. Assim, se o veículo estiver em uma descida ou subida íngreme, as indicações podem ser diferentes, ainda que a quantidade de combustível seja a mesma.

Em casos assim, fica evidente que há outras variáveis do instrumento que afetam sua indicação. Como essas variáveis são causas, elas são chamadas de *entradas* do instrumento. Considere o diagrama de blocos da Figura 1.13, em que o instrumento ideal foi representado com somente uma entrada $\mathbf{x}(t)$, a grandeza que se deseja medir, e apenas uma saída $\mathbf{y}_d(t) = \mathbf{f}_0[\mathbf{x}(t)]$, que é justamente a saída desejada.

Figura 1.13 | Configuração de entrada e saída



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 15).

Na prática, os instrumentos não são ideais e, portanto, indicam um sinal $y(t)$ que é diferente do desejado $y_d(t)$. O sinal $y(t)$ pode ser visto como o resultado de uma série de causas que são chamadas de entradas, representado matematicamente de uma maneira mais geral por:

$$y(t) = f[x(t), x_{e_1}(t), x_{e_2}(t), \dots] \quad (1.2)$$

em que $f[\cdot]$ é um operador matemático que quantifica a forma com que o instrumento transforma o conjunto de entradas e saída, $x(t)$ é a entrada desejada e $x_{e_1}(t), x_{e_2}(t), \dots$ são as entradas *espúrias*, no sentido de que afetam o instrumento, porém seu efeito é indesejado. Um conceito relacionado ao de entrada espúria é o de *grandeza de influência* que vimos na seção anterior.

No exemplo da Figura 1.13, elas serão classificadas em dois grupos.

Podemos ainda classificar as entradas espúrias como entradas de *interferência* $x_i(t)$ e entradas *modificantes* $x_m(t)$, como pode ser visto no exemplo da Figura 1.13. A forma como cada um desses grupos de entradas afeta o instrumento é diferente. As entradas de interferência, como o nome sugere, interferem na saída do sistema de maneira direta, enquanto as entradas modificantes afetam a saída de forma *indireta*, modificando o desempenho do instrumento.

De forma geral, considera-se que a função ideal que descreve um instrumento, $f_0[\cdot]$, é escalar, tendo um único argumento, $x(t)$. Por outro

lado, a função real $f[\cdot]$ tem como argumentos $\mathbf{x}(t)$, $\mathbf{x}_i(t)$ e $\mathbf{x}_m(t)$. Na prática, é possível haver mais de uma entrada de interferência e mais de uma entrada modificante. Assim, matematicamente, podemos expressar a saída do instrumento hipotético da Figura 1.13, como:

$$\begin{aligned} y(t) &= f[\mathbf{x}(t), \mathbf{x}_m(t), \mathbf{x}_i(t)], \\ &= \tilde{f}_0[\mathbf{x}(t)] + \tilde{g}[x_i(t)], \end{aligned} \quad (1.3)$$

em que o tilde (\sim) indica o efeito da entrada modificante sobre as funções f_0 e g , logo $\tilde{f}_0[\mathbf{x}(t)] \neq f_0[\mathbf{x}(t)] = y_d(t)$ e $\tilde{g}[x_i(t)] \neq g_0[x_i(t)]$. Supondo que esse efeito sobre f_0 seja aditivo, podemos escrever a saída do instrumento da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} y(t) &= f_0[\mathbf{x}(t)] + \delta f[\mathbf{x}_m(t)] + \tilde{g}[x_i(t)], \\ &= y_d(t) + \delta f[\mathbf{x}_m(t)] + \tilde{g}[x_i(t)], \end{aligned} \quad (1.4)$$

em que $y_d(t)$ é a saída da função nominal do instrumento f_0 para a entrada $\mathbf{x}(t)$. Infelizmente a saída de um instrumento não é somente a parcela desejada $y_d(t)$, mas também inclui o efeito das entradas espúrias.

A importância de entender que um instrumento possui mais de uma entrada tem uma série de implicações de ordem prática. Do ponto de vista de operação, todo cuidado deve ser tomado de forma a minimizar o efeito das entradas espúrias. Durante o projeto de um instrumento, é necessário tomar cuidados para que ele seja o menos sensível possível às entradas espúrias, mas se mantenha sensível ao sinal a ser medido. Infelizmente, nem sempre conseguimos atingir esses objetivos ao mesmo tempo.



Pesquise mais

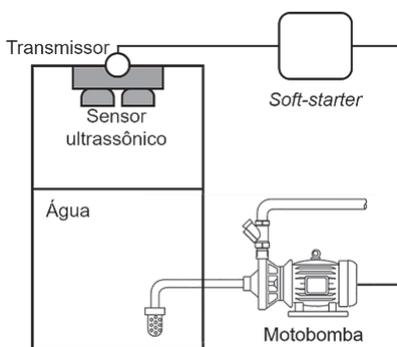
Como foi dito, é muito importante buscar minimizar o efeito das entradas espúrias no sistema de medição. Para saber mais sobre esse assunto, leia a seção 2.5 do livro **Fundamentos de instrumentação** (AGUIRRE, 2013, p.19 a p.26) ou acesse as notas de aula **Fundamentos de Instrumentação Industrial** (slides 30 a 35) do professor Leonardo Torres da UFMG. Disponível em: <<http://www.cpdee.ufmg.br/~torres/fundamentos.pdf>> Acesso em: 6 jun. 2017.

Sem medo de errar

Você e sua equipe estão novamente na estação elevatória do subsistema adutor de água tratada e agora devem fazer uma análise funcional do instrumento de medição de nível do poço de sucção da EEAT, nesse caso, especificamente, o sensor ultrassônico de nível.

Você já sabe que o nível de água do poço de sucção é importante para funcionamento do motor de indução do conjunto motobomba. Como seu primeiro passo, você esboça um diagrama simplificado do sistema de controle do motor pelo nível, com base no esquema dos principais componentes da EEAT, como na Figura 1.14.

Figura 1.14 | Diagrama simplificado do sistema de controle do motor pelo nível



Fonte: elaborada pelo autor.

A partir do seu esboço, na Figura 1.14, é possível fazer uma descrição funcional desse sistema de medição.

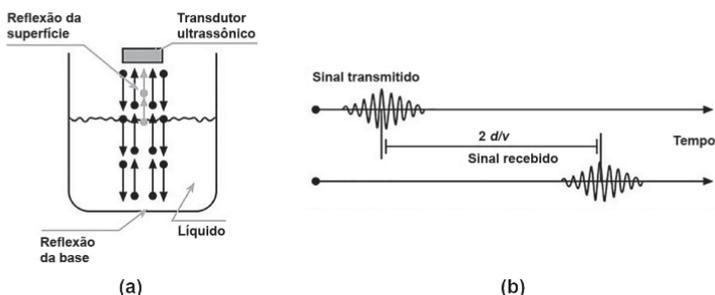
O *meio* é a água tratada. O *elemento primário* é o sensor ultrassônico de nível. Assim como no exemplo da Figura 1.9, o transmissor é o primeiro elemento *conversor*. A *transmissão de dados* se dá via cabo, o segundo elemento *conversor* encontra-se no *soft-starter*, que é utilizado para controlar a partida do motor, funcionando também como *atuador* nesse sistema. O *indicador* da grandeza medida se encontra no painel de comando do sistema de controle.

É possível definir o nível como a altura de preenchimento de um líquido ou de algum material em um reservatório ou recipiente (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2011b). Os medidores de nível por sinais ultrassônicos utilizam frequências entre 20 e 200 kHz. O

princípio de funcionamento desse método é medir o tempo de eco de um sinal enviado por um transdutor piezoelétrico. A Figura 1.15 mostra os detalhes de uma medição de nível por ultrassom.

Figura 1.15 | Medição de nível com ultrassom

(a) Esquema com emissor e receptor no mesmo módulo
sinal emitido e sinal recebido.



Fonte: adaptada de Balbinot; Brusamarello (2011b, p. 282).

O tempo entre o sinal enviado e o sinal de eco corresponde ao dobro da distância, entre o medidor e a superfície cujo nível está sendo medido, dividida pela velocidade do sinal, que é conhecida:

$$d = \frac{vt}{2} \quad (1.5)$$

sendo d a distância medida, v a velocidade do sinal e t o tempo entre o sinal e o eco. Nesse tipo de medida, devemos levar em conta algumas considerações:

- a velocidade do som varia com a temperatura, podendo induzir a erros na medida;
- a presença de resíduos na superfície do líquido cujo nível se deseja calcular pode absorver o sinal enviado.
- turbulências extremas do líquido podem causar flutuações de leitura.

Com isso, podemos afirmar que há presença de três entradas espúrias no nosso sistema, sendo elas: a temperatura, a presença de resíduos e as turbulências.

Por fim, podemos informar ainda que o sensor ultrassônico utilizado é um sensor analógico, porque tanto no sensor quanto no processamento e no condicionamento do seu sinal, é analógico.

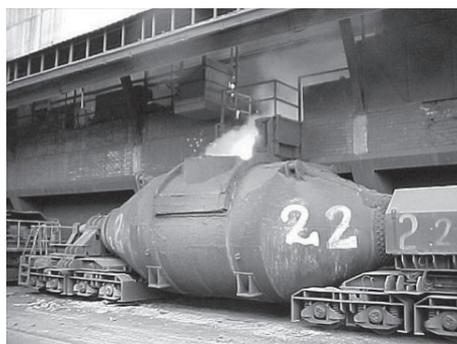
Avançando na prática

Medição de pressão em ambiente com altas temperaturas

Descrição da situação-problema

Em uma usina siderúrgica, o vagão torpedeiro, ilustrado na Figura 1.16, transporta ferro gusa derretido em altas temperaturas, do alto forno para a aciaria.

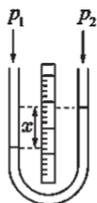
Figura 1.16 | Medição de nível com ultrassom



Fonte: <http://www.infoacero.cl/catalogo/csh100_103.htm>. Acesso em: 2 abr. 2017.

A siderúrgica em questão deseja instalar um sensor de pressão nesse vagão torpedeiro, você e sua equipe foram contratados para analisar a possibilidade de utilizar um manômetro diferencial em "U" que eles já possuem em estoque (Figura 1.17).

Figura 1.17 | Manômetro diferencial



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 16).

Você e sua equipe precisam verificar se o instrumento em questão atende às condições de operação no vagão torpedado.

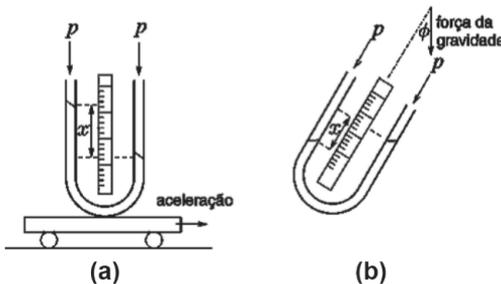
Resolução da situação-problema

O objetivo desse manômetro é indicar, na sua escala, uma leitura que seja proporcional apenas à diferença de pressão entre suas duas tomadas, logo $x(t) = \Delta P(t)$, em que $x(t)$ é a indicação em uma escala calibrada, que permite a leitura direta da pressão diferencial, $\Delta P(t)$. Qualquer outra variável que afete a leitura é uma entrada espúria. Você e sua equipe devem, portanto, identificar algumas entradas espúrias (de interferência e modificantes) desse instrumento.

Conforme podemos ver na Figura 1.18(a), se o manômetro for acelerado, haverá um desnível do líquido, o que resultará em uma leitura não nula, mesmo que as pressões nas duas tomadas sejam idênticas. Da mesma forma, a inclinação do manômetro resultará em uma leitura errônea, como mostra a Figura 1.18(b). Dessa maneira, você pode concluir que tanto a aceleração do instrumento quanto sua inclinação são entradas espúrias. Ainda, podemos classificá-las como entradas de *interferência*, uma vez que modificam, *diretamente*, a medição.

Figura 1.18 | Entradas espúrias no manômetro diferencial

(a) manômetro sendo acelerado (b) inclinação do manômetro



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 16).

Você deve considerar também a temperatura de operação do manômetro. Suponha que o manômetro esteja operando em uma temperatura muito acima da ideal para a qual foi calibrado. Como

resultado, o material da escala dilatará, bem como o diâmetro do tubo e, provavelmente, até mesmo a densidade do líquido no interior do instrumento sofrerá alteração. Nesse caso, pelo fato de a temperatura afetar o valor indicado *indiretamente*, dizemos que a temperatura é uma entrada *modificante*.

Conclui-se, portanto, que em nenhum desses três casos a relação entre a diferença de pressão e a leitura não será mais a que foi levantada por calibração. Por isso esse tipo de instrumento não é indicado para a aplicação desejada.

Faça valer a pena

1. Nos *transdutores passivos*, a energia do sinal é fornecida na sua totalidade pelo sinal de entrada ou pelo meio que gerou esse sinal. Nos *transdutores ativos*, por sua vez, a energia na saída do transdutor não é proveniente do sinal de entrada.

De acordo com seu conhecimento em classificação de instrumentos segundo a utilização de fontes de energia, assinale a alternativa que apresenta **somente** instrumentos passivos.

- a) Termômetro de mercúrio; régua milimetrada; válvulas pneumáticas.
- b) Termopar; bombas centrífugas; válvulas pneumáticas.
- c) Termômetro de mercúrio; termopar; manômetro de tubo em U.
- d) Termômetro de mercúrio; potenciômetro resistivo; manômetro de tubo em U.
- e) Termômetro de mercúrio; régua milimetrada; potenciômetro resistivo.

2. Os instrumentos podem ser classificados segundo a forma de medição: por *deflexão*, em que uma variação do mensurando conduz uma variação correspondente na indicação, ou pela *deteção de nulo*, em que o resultado da medição é obtido quando o instrumento indica estar em equilíbrio.

De acordo com seu conhecimento em classificação de instrumentos segundo a forma de medição, avalie as afirmações a seguir:

- I. Os instrumentos por detecção de nulo são mais lentos para se obter o resultado de medição em relação aos instrumentos por deflexão.
- II. Os instrumentos por detecção de nulo são menos precisos, pois é preciso detectar o desvio da condição de equilíbrio.

III. Em ambos os tipos de instrumento a qualidade do processo de medição está associada somente à qualidade construtiva do instrumento.

É correto o que se afirma em:

- a) Apenas I.
- b) Apenas II.
- c) Apenas III.
- d) Apenas I e III.
- e) I, II e III.

3. As entradas espúrias são aquelas que afetam o instrumento, porém seu efeito é indesejado. Um conceito relacionado ao da entrada espúria é o da grandeza de influência, uma grandeza que não seja o mensurando, mas que afeta o resultado da medição.

De acordo com o que você sabe sobre entradas espúrias, assinale a alternativa em que a grandeza em questão seja uma entrada do instrumento associado e não uma entrada espúria.

- a) Temperatura de um manômetro.
- b) Temperatura de um potenciômetro resistivo.
- c) Temperatura de um termopar.
- d) Temperatura de um extensômetro.
- e) Temperatura de um sensor capacitivo de nível.

Seção 1.3

Incerteza de medidas e sua propagação

Diálogo aberto

Todo procedimento de medição consiste em determinar experimentalmente uma grandeza física. A teoria de incertezas auxilia na determinação do valor que melhor representa uma grandeza, com base nos valores medidos. Essa teoria estabelece regras gerais para avaliar e expressar a incerteza de medição, regras essas que podem ser seguidas em vários níveis de exatidão e em muitos campos de atuação, do chão de fábrica à pesquisa fundamental. Esta seção apresentará, de uma maneira geral, como estimar e avaliar a incerteza de medida e sua propagação.

Relembrando, você trabalha na equipe técnica de uma empresa de consultoria e projetos na área de instrumentação, que tem entre os seus clientes a empresa de saneamento do seu estado.

Sua última tarefa para essa empresa foi uma análise funcional dos instrumentos no sistema de medição de nível de uma estação elevatória de água tratada (EEAT). Agora, como um último serviço na EEAT, você e sua equipe precisam determinar a incerteza de medição do sensor ultrassônico de nível.

Para auxiliá-lo nessa tarefa, nesta seção discutiremos teoria de incertezas e seu papel na determinação do valor que melhor representa uma grandeza, embasado nos valores medidos. Além desses tópicos, abordaremos também: estimativa, avaliação e propagação da incerteza.

Mantenha o foco. Bons estudos e um ótimo trabalho!

Não pode faltar

Todo procedimento de medição consiste em determinar experimentalmente uma grandeza física. A teoria de incertezas auxilia na determinação do valor que melhor representa uma grandeza, embasado nos valores medidos. Utiliza-se o termo incerteza-padrão

para especificar a dispersão das medidas em torno da melhor estimativa.

Ao proceder com um ensaio experimental para executar a medição de uma quantidade, ou mensurando, é necessário definir um intervalo no qual ocorrem as possíveis dispersões em torno da melhor estimativa com suas respectivas probabilidades (que também devem ser especificadas). Esse parâmetro é denominado incerteza de medição e é representado como:

$$Q \pm \Delta Q, \quad (1.6)$$

em que Q é a melhor estimativa da quantidade medida e ΔQ , a incerteza padrão, calculada de acordo com procedimentos normalizados, os quais possibilitam garantir uma probabilidade de abrangência.

Os laboratórios de calibração, ou laboratórios de testes, ao realizarem suas próprias calibrações, devem aplicar um procedimento para estimar a incerteza de medida. Nesses casos, deve-se tentar identificar todos os componentes de incerteza e fazer uma estimativa razoável do mensurando.



Assimile

A avaliação de incerteza não é uma tarefa de rotina nem uma tarefa puramente matemática; ela depende de conhecimento detalhado da natureza do mensurando e da medição. A qualidade e a utilidade da incerteza indicada para o resultado de uma medição dependem, portanto, em suma, da compreensão, da análise crítica e da integridade de todos aqueles que contribuem para o estabelecimento de seu valor. (JCGM, 2008)

A incerteza de uma medida é resultado da falta de conhecimento completo do valor do mensurando, que requer uma quantidade **infinita** de informações. Com isso, o resultado de uma medida só está completo se contém o valor atribuído ao mensurando e a incerteza de medida associada a esse valor.

Na prática, existem muitas fontes de possíveis incertezas em um mensurando (JCGM, 2008), incluindo:

- a) definição incompleta ou imperfeita do mensurando;
- b) amostra não representativa: a amostra medida pode não representar o mensurando definido;
- c) conhecimento inadequado dos efeitos das condições ambientais sobre a medição ou medição imperfeita das condições ambientais;
- d) erro humano na leitura de instrumentos analógicos;
- e) resolução de instrumento finita;
- f) valor inexato de padrões de medida e materiais de referência;
- g) valor inexato de constantes e outros parâmetros obtidos de fontes externas e utilizados em algoritmos de redução de dados;
- h) aproximações e suposições incorporadas no método de medida e procedimentos;
- i) variações nas observações repetidas do mensurando sob condições aparentemente idênticas.

Note que essas fontes não são necessariamente independentes, e algumas delas podem contribuir para a ocorrência da fonte (i).

O resultado de uma medida só está completo se contém o valor atribuído ao mensurando e a incerteza de medida associada a esse valor. Todas as quantidades que não são exatamente conhecidas são tratadas como variáveis aleatórias, incluindo as quantidades que podem afetar o mensurando, que são as quantidades/ grandezas a serem medidas. Em uma calibração, geralmente é utilizado apenas um mensurando ou a quantidade de saída $y(t)$, que depende do número das quantidades de entradas $x_i(t)$, com $i = 1, 2, \dots, n$ de acordo com a relação funcional:

$$y(t) = f[x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)] \quad (1.7)$$

Na maioria dos casos, $f[\cdot]$ será uma expressão analítica, mas pode ser um grupo de expressões que incluem correções

e fatores de correção para efeitos sistemáticos; dessa forma, levam a uma relação mais complicada, que geralmente não é escrita explicitamente como uma função. Além disso, f pode ser determinada experimentalmente ou existe apenas como um algoritmo computacional que deve ser avaliado numericamente.



Exemplificando

Se uma diferença de potencial V é aplicada aos terminais de um resistor dependente da temperatura que tem uma resistência R_0 , a uma temperatura T_0 , e um coeficiente de temperatura linear da resistência α , a potência P (o mensurando) dissipada pelo resistor, a uma temperatura T , depende de V , R_0 , T_0 e α , de acordo com

$$P = f(V, R_0, \alpha, T) = \frac{V^2}{R_0 [1 + \alpha (T - T_0)]} \quad (1.8)$$

É importante salientar que outros métodos de medição de P podem ser modelados por expressões matemáticas diferentes (JCGM, 2008).

As grandezas de entrada $x_i(t)$, com $i = 1, 2, \dots, n$ das quais a grandeza de saída $y(t)$ depende, podem elas mesmas serem consideradas como mensurandos e depender de outras grandezas, podendo tornar a relação funcional f impossível de ser escrita explicitamente.

O conjunto de grandezas de entrada pode ser dividido em duas categorias de acordo com a maneira com que cada um dos valores da grandeza e suas incertezas associadas foram determinadas:

- grandezas cujos valores e incertezas podem ser diretamente determinados na medição corrente. Esses valores e incertezas podem ser obtidos de uma única observação, de observações repetidas ou de julgamento baseado na experiência. Podem envolver a determinação de correções em leituras de instrumentos e correções por conta de grandezas de influência, tais como temperatura ambiente, pressão barométrica e umidade;

- grandezas cujo valores e incertezas são incorporados à medição a partir de fontes externas, tais como grandezas associadas com padrões de calibração de medidas, materiais de referência certificados ou dados de referência obtidos de manuais técnicos.

Uma estimativa do mensurando $y(t)$, dada por $\hat{y}(t)$, é obtida de (1.7), usando *estimativas da entrada*, $x_i(t)$, para os valores das grandezas $x_i(t)$, com $i = 1, 2, \dots, n$, dado por:

$$\hat{y}(t) = f[\hat{x}_1(t), \hat{x}_2(t), \dots, \hat{x}_n(t)] \quad (1.9)$$

Para uma variável aleatória, a variância de sua distribuição ou o seu desvio padrão é utilizado como medida de dispersão dos valores. A incerteza-padrão da medida, denotado por $u(\hat{y})$, é o desvio padrão da melhor estimativa de y , que é determinado pela estimativa das variáveis de entrada, \hat{x}_i e suas respectivas incertezas-padrão $u(\hat{x}_i)$.

A incerteza de medida associada com as estimativas de entrada é **avaliada** de acordo com o tipo A ou o tipo B de avaliação. A avaliação do tipo A utiliza meios estatísticos de uma série de observações. Enquanto a avaliação do tipo B usa qualquer outro método além da análise estatística da série de observações, baseado em algum conhecimento científico.

A **avaliação da incerteza-padrão do tipo A** pode ser aplicada quando algumas observações independentes foram executadas para uma das grandezas de entrada sob as mesmas condições de medida. Se existir resolução suficiente no processo de medida, existirá uma dispersão ou um espalhamento visível nos valores obtidos.

Considerando que a medida repetida da quantidade de entrada x_j é a quantidade q_j , com n observações estatisticamente independentes ($n > 1$), a estimativa da quantidade q é \bar{q} , a média aritmética dos valores individuais observados q_j , com $j = 1, 2, \dots, n$

$$\bar{q} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n q_j \quad (1.10)$$

A incerteza de medida associada com a estimativa \bar{q} é avaliada de acordo com um dos seguintes métodos:

a) uma estimativa da variância da distribuição de probabilidade é obtida com a variância experimental $s^2(q)$ dos valores q_j , que são dados por

$$s^2(q) = \frac{1}{n-1} \sum_{j=1}^n (q_j - \bar{q})^2 . \quad (1.11)$$

Sua raiz quadrada positiva é denominada *desvio-padrão experimental* e caracteriza a variabilidade dos valores q_j observados ou, mais especificamente, sua dispersão em torno da sua média \bar{q} . A melhor estimativa da variância da média aritmética \bar{q} é a variância experimental dada por

$$s^2(\bar{q}) = \frac{s^2(q)}{n} . \quad (1.12)$$

A incerteza-padrão $u(q)$ associada com a estimativa da entrada \bar{q} é o próprio desvio padrão experimental da média

$$u(\bar{q}) = s(\bar{q}) . \quad (1.13)$$



Atenção

Quando o número n de repetições de medidas é baixo, ($n < 10$) a confiabilidade da avaliação da incerteza do tipo A deve ser considerada. Se o número de observações não pode ser aumentado, outros meios de avaliação de incerteza devem ser considerados. (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2011a)

b) quando uma estimativa de incerteza é originada de resultados anteriores, pode ser expressa como um desvio padrão. Contudo, quando um intervalo de confiança é dado com um nível de confiança ($\pm \alpha$ a $p\%$), então se divide o valor α

pelo ponto de percentagem apropriado da distribuição Normal para o nível de confiança dado para o cálculo do desvio padrão.

Para uma medida que é bem caracterizada e sob um rígido controle estatístico, uma estimativa combinada da variância s_p^2 pode caracterizar a dispersão melhor que o desvio padrão obtido de um número de observação limitado. Nesse caso, o valor da quantidade de entrada Q é definido como a média aritmética \bar{q} de um pequeno número n de observações independentes, e a variância da média pode ser estimada por

$$s^2(\bar{q}) = \frac{s_p^2}{n} , \quad (1.14)$$

em que

$$s_p^2 = \frac{(n_1 - 1)s_1^2 + (n_2 - 1)s_2^2 + \dots + (n_k - 1)s_k^2}{(n_1 - 1) + (n_2 - 1) + \dots + (n_k - 1)}$$

com n_k representando o número de amostras do grupo k de medidas e s_k , o desvio padrão experimental respectivo.

A **avaliação da incerteza-padrão do tipo B** é a avaliação da incerteza associada com uma estimativa \hat{x}_i de uma quantidade de entrada x_i , por qualquer meio diferente da análise estatística da série de observações. A incerteza-padrão $u(x_i)$ é avaliada por julgamento científico baseado na informação disponível sobre a variabilidade possível de x_i . O conjunto de informações pode incluir:

- dados de medições prévias;
- experiência com conhecimento geral do comportamento e propriedades de materiais e instrumentos relevantes;
- especificações de fabricantes;
- dados fornecidos em certificados de calibração e outros certificados;
- incertezas atribuídas a dados de referência extraídos de manuais.

O uso apropriado da informação disponível para avaliação da incerteza do tipo B de medidas é baseado em experiência e conhecimento geral. Trata-se de uma habilidade que pode ser adquirida com a prática.



Refleta

Uma avaliação de incerteza do Tipo B pode ser tão confiável quanto uma avaliação de incerteza do Tipo A?

Se apenas os valores limites superior e inferior α_+ e α_- podem ser estimados para os valores da quantidade x_i , por exemplo, especificações do fabricante de um instrumento de medida, uma faixa de temperatura, um arredondamento ou truncamento resultante de uma redução automática de dados, uma distribuição de probabilidades com densidade de probabilidades constantes entre esses dois limites deve ser considerada para a possível variabilidade da quantidade de entrada x_i . Assim, a estimativa da entrada pode ser definida por

$$\hat{x}_i = \frac{1}{2}(\alpha_+ + \alpha_-) \quad (1.15)$$

$$u^2(x_i) = \frac{1}{12}(\alpha_+ + \alpha_-)^2 \quad (1.16)$$

para o quadrado da incerteza-padrão. Se a diferença entre os valores limites for de 2α , a equação (1.16) pode ser reescrita como:

$$u^2(x_i) = \frac{1}{3}\alpha^2 \quad (1.17)$$

Agora, considere novamente a relação (1.9). Não é difícil notar que as incertezas nas estimativas das entradas \hat{x}_i , ou seja, nas variáveis independentes, resultam em incerteza na estimativa do mensurando \hat{y} , que é a variável dependente. Uma expressão que descreve como incertezas nas variáveis independentes se propagam para a variável dependente é:

$$\begin{aligned}
 u_c(\hat{y}) &= \sqrt{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{\partial f}{\partial x_j} u(x_i, x_j)}, \\
 &= \sqrt{\sum_{i=1}^n \left[\frac{\partial f}{\partial x_i} \right]^2 u^2(x_i) + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{\partial f}{\partial x_j} u(x_i, x_j)},
 \end{aligned} \tag{1.18}$$

em que $u_c(\hat{y})$ é a incerteza-padrão combinada da estimativa de y ; \hat{x}_i e \hat{x}_j são estimativas de x_i e x_j , respectivamente, e $u(x_i, x_j) = u(x_j, x_i)$ é a covariância estimada, associada com \hat{x}_i e \hat{x}_j . No caso de as variáveis de entrada x_i , $i = 1, 2, \dots, n$, não serem correlacionadas entre si, a expressão para a incerteza-padrão combinada pode ser simplificada para:

$$u_c(\hat{y}) = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left[\frac{\partial f}{\partial x_i} \right]^2 u^2(x_i)}. \tag{1.19}$$

As expressões (1.18) e (1.19) são conhecidas como a **lei da propagação de incerteza** e são obtidas a partir da expansão de série de Taylor de primeira ordem da função f . "A incerteza padrão combinada $u_c(\hat{y})$ é um desvio padrão estimado e caracteriza a dispersão dos valores que poderiam, razoavelmente, ser atribuídos ao mensurando y " (JCGM, 2008).



Pesquise mais

Para saber mais sobre a série de Taylor, acesse a nossa biblioteca virtual <<https://biblioteca-virtual.com/detalhes/parceiros/5>> e busque pelo livro *Cálculo um curso moderno e suas aplicações: tópicos avançados*

(HOFFMANN et al., 2015) e leia a seção 10.3. Ou acesse o vídeo do professor Filipe Santos em: <<https://youtu.be/omNO-BEUXFY>>. Acesso em: 21 abr. 2017.

Uma situação em que as variáveis de entrada podem ficar correlacionadas é, por exemplo, quando mais de uma entrada é determinada utilizando o mesmo instrumento.



Pesquise mais

Para mais detalhes sobre como proceder quando as entradas forem correlacionadas ou quando f é fortemente não linear, recomenda-se consultar o Guia para a expressão de incerteza de medição, o GUM (JCGM, 2008). Disponível em: <http://www.inmetro.gov.br/noticias/conteudo/iso_gum_versao_site.pdf>. Acesso em: 17 abr. 2017.

Comumente, deseja-se fornecer um intervalo $\hat{y} \pm u$, com o qual se espera abranger uma extensa fração da distribuição dos valores que possam, razoavelmente, ser atribuídos ao mensurando y . Nesse caso, u é chamado de **incerteza expandida** e é obtido ao multiplicar a incerteza-padrão combinada por um *fator de abrangência*, k . Portanto, tem-se

$$u = k u_c(\hat{y}) . \quad (1.20)$$

O fator de abrangência, em geral $2 \leq k \leq 3$, é escolhido com base no nível de confiança p desejado para o intervalo $\hat{y} \pm u$, por exemplo, o nível de confiança de 90%. Para o caso de uma distribuição normal, o nível de confiança percentual p e o respectivo fator de abrangência são dados conforme mostra a Tabela 1.4.

Tabela 1.4 | Nível de confiança p e fator de abrangência k para distribuição normal

p	k
68,27%	1,000
90,00%	1,645
95,00%	1,960
95,45%	2,000
99,00%	2,576
99,73%	3,000

Fonte: JCGM (2008, p. 70).



Exemplificando

Uma especificação diz que a leitura de uma balança está dentro do intervalo de $\pm 0,2 \text{ mg}$ com um nível de confiança de 95%. A partir da tabela de padrões de pontos de percentagem sobre a distribuição normal, Tabela 1.4, calcula-se um intervalo de confiança de 95%, usando o valor de $k=1,960$. De (1.20), o uso desse valor lido dá uma incerteza de

$$u_c(\hat{y}) = \frac{u}{k} = \frac{0,2}{1,96} \cong 0,1 \text{ mg.} \quad (1.21)$$

Em casos em que é realizada apenas uma pequena quantidade de leituras, para se obter uma melhor aproximação do que simplesmente usar um valor k da distribuição normal, é preferível consultar uma tabela de fatores de abrangência tomados da distribuição de Student, conforme Tabela 1.5.

Tabela 1.5 | Distribuição-t ou distribuição de Student

ν	t_{50}	t_{90}	t_{95}	t_{99}
1	1,000	6,314	12,706	63,657
2	0,816	2,920	4,303	9,925
3	0,765	2,353	3,182	5,841
4	0,741	2,132	2,770	4,604
5	0,727	2,015	2,571	4,032
6	0,718	1,943	2,447	3,707
7	0,711	1,895	2,365	3,499

8	0,706	1,860	2,306	3,355
9	0,703	1,833	2,262	3,250
10	0,700	1,812	2,228	3,169
20	0,687	1,725	2,086	2,845
40	0,681	1,684	2,021	2,704
∞	0,674	1,645	1,960	2,576

Fonte: adaptada de Figliola; Beasley (2011, p. 131).

Na Tabela 1.5 t_p é o fator de abrangência para o nível de confiança p , e $v = n - 1$ é o número de graus de liberdade da medida (n é o número de medidas).

Sem medo de errar

Nessa última visita à estação elevatória do subsistema adutor de água tratada, você e sua equipe devem estimar a incerteza de medição do sensor ultrassônico de nível. A Figura 1.19(a) mostra o esquema de montagem de um medidor de ultrassom na parte superior do poço de sucção. A Figura 1.19(b) mostra fotografias de medidores de nível por ultrassom disponíveis comercialmente.

Figura 1.19 | Medição de nível com ultrassom



Fonte: adaptada de Balbinot; Brusamarello (2011b, p. 283).t

De maneira simplificada, essa estimativa será feita com base em cinco leituras da altura de água no poço de sucção com o sensor de nível ultrassônico, para três níveis conhecidos distintos: 1,30 m, 2,50 m e 5,00m, aferidos com uma trena graduada. As medidas obtidas foram anotadas na Tabela 1.6.

Tabela 1.6 | Leituras da altura de água no poço de sucção

Nível real (m)	Leitura (m)				
	1	2	3	4	5
1,300	1,312	1,288	1,291	1,309	1,310
2,500	2,491	2,506	2,489	2,513	2,497
5,000	5,003	4,981	4,979	5,001	5,021

Fonte: elaborada pelo autor.

A variância amostral para o nível é calculada usando a relação (1.11). Para facilitar os cálculos, na Tabela 1.7 foram anotadas as diferenças entre as leituras.

Tabela 1.7 | Diferença entre as leituras e o nível real

Nível real (m)	Diferença entre leitura e nível real (mm)				
	1	2	3	4	5
1,300	12	-12	-9	9	10
2,500	-9	6	-11	13	-3
5,000	3	-19	-21	1	21

Fonte: elaborada pelo autor.

A variância amostral para o nível é, portanto,

$$s^2(h) = \frac{1}{4} \sum_{j=1}^4 (h_j^{1,300} - 1,300)^2 + \frac{1}{4} \sum_{j=1}^4 (h_j^{2,500} - 2,500)^2 + \frac{1}{4} \sum_{j=1}^4 (h_j^{5,000} - 5,000)^2,$$

$$s^2(h) = \frac{550}{4} + \frac{416}{4} + \frac{1253}{4},$$

$$s^2(h) = 554,75 \text{ mm}^2,$$

A incerteza-padrão do tipo A é o desvio-padrão dessas estimativas, dada por $u(h) = s(h)$, portanto, de (1.14),

$$u(h) = \sqrt{\frac{s^2(h)}{n}},$$

em que $n=5$, é o número total de medidas realizadas para cada nível real. Assim,

$$u(h) = \sqrt{\frac{554,75}{5}}$$

$$u(h) = 10,53 \text{ mm}$$

Note que essa simplificação só foi possível porque o número de leituras foi o mesmo para cada nível real. Portanto, a incerteza de medição para o sensor ultrassônico de nível instalado no poço de sucção da EEAT é de 10,53 mm.

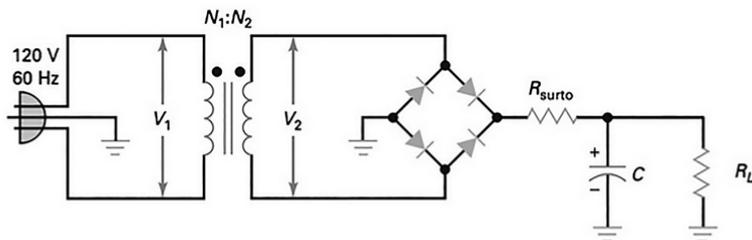
Avançando na prática

Medição de potência em um resistor

Descrição da situação-problema

Os circuitos retificadores são circuitos elétricos elaborados para conversão de corrente alternada em contínua. Antes de ligar um circuito retificador com filtro de entrada com capacitor em uma rede de alimentação, o capacitor pode estar descarregado. No primeiro instante que for aplicada a energia elétrica da rede, o capacitor funciona como um curto-circuito. Portanto, a corrente inicial de carga do capacitor terá um valor alto. Ocasionalmente, um projetista pode optar por usar um resistor de surto, como pode ser visto na Figura 1.20.

Figura 1.20 | Circuito retificador com resistor para limitar corrente de surto



Fonte: Malvino; Bates (2007).

Quando o projetista escolhe pela utilização do resistor de surto, é preciso saber a potência desse elemento para saber se ele suportará a corrente inicial. Sendo você o projetista desse sistema, você precisa estimar o valor da potência elétrica dissipada no resistor de surto (R_{surto}), com base em cinco leituras de corrente e de tensão realizadas e anotadas na Tabela 1.8.

Tabela 1.8 | Leituras de corrente e tensão no resistor de surto

Leitura	Corrente A	Tensão (V)
1	9,9233	21,9363
2	10,1054	21,9861
3	10,1024	22,0740
4	9,9967	22,0520
5	10,0673	22,0818

Fonte: elaborada pelo autor.

Resolução da situação-problema

As estimativas de corrente e tensão são obtidas pelas suas médias amostrais em (1.10), de modo que a estimativa da corrente é:

$$\bar{i} = \frac{1}{5}(9,9233 + 10,1054 + 10,1024 + 9,9967 + 10,0673) = 10,0390 \text{ A.}$$

E a da tensão é:

$$\bar{v} = \frac{1}{5}(21,9363 + 21,9861 + 22,0740 + 22,0520 + 22,0818) = 22,0260 \text{ V.}$$

As variâncias amostrais podem ser calculadas usando (1.11); assim, para a corrente,

$$s^2(i) = \frac{1}{4}[(-0,1157)^2 + 0,0664^2 + 0,0634^2 + (-0,0423)^2 + 0,0282^2] = 0,0061 \text{ A}^2.$$

E para a tensão,

$$s^2(v) = \frac{1}{4}[(-0,0898)^2 + (-0,0400)^2 + 0,0480^2 + 0,0260^2 + 0,0558^2] = 0,0039 \text{ V}^2.$$

A incerteza-padrão do tipo A é o desvio-padrão dessas estimativas e dada por $u(\bar{x}) = s(\bar{x})$, portanto, de (1.14), obtém-se

$$u(i) = \sqrt{\frac{0,0061}{5}} = 0,0349 \text{ A.}$$

$$u(v) = \sqrt{\frac{0,0039}{5}} = 0,0279 \text{ V.}$$

A potência dissipada estimada é dada, simplesmente por

$$P = \bar{v} \cdot \bar{i} = 22,0260 \cdot 10,0390 = 221,1190 \text{ W.}$$

Os coeficientes de sensibilidade são obtidos como

$$\frac{\partial P}{\partial v} = \bar{i} = 10,0390 \text{ A}$$

$$\frac{\partial P}{\partial i} = \bar{v} = 22,0260 \text{ V.}$$

A incerteza-padrão combinada é obtida de (1.19), é:

$$u_c(P) = \sqrt{\left[\frac{\partial P}{\partial v} u(v) \right]^2 + \left[\frac{\partial P}{\partial i} u(i) \right]^2}$$

$$= \sqrt{[10,0390 \cdot 0,0279]^2 + [22,0260 \cdot 0,0349]^2} = 0,8181 \text{ W.}$$

Para encontrar a incerteza expandida u , é necessário definir o fator de abrangência. Em um primeiro momento, você poderia assumir uma distribuição normal e ignorar o fato de a sua equipe ter realizado tão poucas medidas de corrente e tensão e usar como fator de abrangência de 95% o valor $k=1,96$ da Tabela 1.4. Contudo, para compensar o pequeno número de leituras, é preferível consultar uma tabela de fatores de abrangência tomados da distribuição de Student, da Tabela 1.5, para 95%, e com número de graus de liberdade $v=n-1=4$, o que resulta em $k=2,770$. Portanto, a incerteza expandida é $u=2,770 \cdot u_c(P)=2,2661 \text{ W}$.

Com isso, você pode afirmar que, com 95% de probabilidade, a potência dissipada pelo sensor de nível encontra-se na faixa $221,1190 \pm 2,2661 \text{ W}$.

Faça valer a pena

1. Cada estimativa de entrada e sua incerteza-padrão associada são obtidas de uma distribuição de valores possíveis da grandeza de entrada. A incerteza de medida associada com as estimativas de entrada é avaliada de acordo com o tipo A ou o tipo B de avaliação.

De acordo com o seu conhecimento sobre avaliação da incerteza-padrão, avalie as afirmativas a seguir:

I. A avaliação de incerteza-padrão do tipo A é o método de avaliação da incerteza por meios estatísticos de uma série de observações.

II. A avaliação de incerteza-padrão do tipo B é o método de avaliação da incerteza por meio de qualquer outro método além da análise estatística da série de observações baseado em algum conhecimento científico.

III. A avaliação da incerteza-padrão do tipo A pode ser aplicada quando algumas observações independentes foram executadas para uma grandeza de entrada sob condições diferenciadas de medida.

IV. A avaliação de incerteza-padrão do tipo B é baseada em experiência e conhecimento geral, uma habilidade que pode ser adquirida com a prática.

Assinale a alternativa que apresenta as afirmações corretas:

- a) Apenas I e II.
- b) Apenas I e III.
- c) Apenas I, II e IV.
- d) Apenas III.
- e) I, II, III e IV.

2. Em uma associação de resistores em série, dois ou mais dispositivos são ligados de forma que a corrente elétrica tenha um único caminho a seguir. É sabido que a resistência equivalente em uma associação em série de resistores é igual à soma das resistências dos resistores associados.

Calcule a resistência equivalente composta por dois resistores em série $R_1 = 1 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ e $R_2 = 10 \text{ k}\Omega \pm 1\%$. Apresente a resposta com a incerteza-padrão combinada para a resistência equivalente.

- a) $R_{\text{eq}} = 1100 \Omega$
- b) $R_{\text{eq}} = 1100 \Omega \pm 1,18\%$
- c) $R_{\text{eq}} = 1100 \Omega \pm 10,16\%$

d) $R_{eq} = 1100 \Omega \pm 5,09\%$

e) $R_{eq} = 11 \pm 118 \text{ k}\Omega$

3. Comumente, deseja-se fornecer um intervalo $\hat{y} \pm u$, com o qual se espera abranger uma extensa fração da distribuição dos valores que possam, razoavelmente, ser atribuídos ao mensurando y . Nesse caso, u é chamado de **incerteza expandida** e é obtido ao multiplicar a incerteza-padrão combinada por um *fator de abrangência* (k), de modo que, $u = k u_c(\hat{y})$

De acordo com o que você sabe sobre incerteza expandida, complete as lacunas da sentença a seguir:

O valor do _____, em geral, entre os valores 2 e 3, é escolhido com base no _____ requerido para o intervalo $\hat{y} \pm u$.

Em casos em que é realizada apenas uma pequena quantidade de leituras, para se obter uma melhor aproximação do que simplesmente usar um valor k da distribuição _____, é preferível consultar uma tabela de fatores de abrangência tomados da distribuição _____.

Agora, assinale a alternativa que contém a sequência correta:

- a) fator de abrangência; nível de confiança; normal; de Student.
- b) nível de confiança; fator de abrangência; de Student; normal;
- c) fator de abrangência; nível de confiança; de Student; normal;
- d) nível de confiança; fator de abrangência; normal; de Student.
- e) fator de abrangência; mensurando; padrão; normal.

Referências

AGUIRRE, Luis Antonio. **Fundamentos de instrumentação**. São Paulo: Pearson Education, 2013.

BALBINOT, Alexandre; BRUSAMARELLO, Valner João. **Instrumentação e Fundamentos de Medidas**. v. 1 ed. Rio de Janeiro: LTC, 2011a.

_____. **Instrumentação e Fundamentos de Medidas**. v. 2. 2. ed. Rio de Janeiro: LTC 2011b.

CHIBENI, Silvio Seno. **Algumas observações sobre o “método científico”**. Campinas - SP: Departamento de Filosofia, IFCH, Unicamp, 2006. 16 p. (Notas de aula). Disponível em: <<http://www.unicamp.br/~chibeni/textosdidaticos/metodocientifico.pdf>>. Acesso em: 18 mar. 2017.

COMPANHIA ESPÍRITO SANTENSE DE SANEAMENTO (CESAN). **Apostila: Tratamento de Água**. Vitória - ES: CESAN, 2013. 18 p. Disponível em: <http://www.cesan.com.br/wp-content/uploads/2013/08/APOSTILA_DE_TRATAMENTO_DE_AGUA-.pdf>. Acesso em: 29 mar. 2017.

FIGLIOLA, Richard S.; BEASLEY, Donald E.; **Theory and Design for Mechanical Measurements**. 5. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2011.

HOFFMANN, Laurence D.; BRADLEY, Gerald L.; SOBECKI, Dave; PRICE, Michel; **Cálculo um curso moderno e suas aplicações: tópicos avançados**. 11. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2015.

INSTITUTO NACIONAL DE METROLOGIA, QUALIDADE E TECNOLOGIA (INMETRO). **Sistema Internacional de Unidades: SI**. 1 ed. Duque de Caxias - RJ: INMETRO, 2012a. 94 p. Traduzido de: Le Système international d'unités - The International System of Units 8. ed. 2006. Disponível em: <http://www.inmetro.gov.br/inovacao/publicacoes/si-versao_final.pdf>. Acesso em: 18 mar. 2017.

INSTITUTO NACIONAL DE METROLOGIA, QUALIDADE E TECNOLOGIA (INMETRO). **Vocabulário Internacional de Metrologia: Conceitos fundamentais e gerais e termos associados (VIM 2012)**. Duque de Caxias - RJ: INMETRO, 2012b. 94 p. Traduzido de: International Vocabulary of Metrology: Basic and general concepts and associated terms - JCGM 200:2012. 3rd. ed. 2012. Disponível em: <http://www.inmetro.gov.br/inovacao/publicacoes/vim_2012.pdf>. Acesso em: 18 mar. 2017.

JOINT COMMITTEE FOR GUIDES IN METROLOGY (JCGM). **Guia para a expressão de incerteza de medição (GUM 2008)**. Duque de Caxias - RJ: INMETRO, 2008. 126 p. Traduzido de: Guide pour l'expression de l'incertitude de mesure JCGM 100:2008 3. ed. 2008. Disponível em: <http://www.inmetro.gov.br/noticias/conteudo/iso_gum-versao_site.pdf>. Acesso em: 17 abr. 2017.

MALVINO, Albert; BATES, David J.; **Eletrônica**. 7. ed. São Paulo: AMGH Editora, 2007.

MARCONI, Marina de Andrade; LAKATOS, Eva Maria. **Fundamentos de metodologia científica**. 5. ed. São Paulo: Atlas, 2003.

REDE NACIONAL DE CAPACITAÇÃO E EXTENSÃO TECNOLÓGICA EM SANEAMENTO AMBIENTAL (ReCESA). **Abastecimento de água**: operação e manutenção de estações elevatórias de água: guia do profissional em treinamento: nível 1. Belo Horizonte – MG: Ministério das Cidades. Secretaria Nacional de Saneamento Ambiental (org.), 2008. 78 p.

Circuitos em sistemas de medição

Convite ao estudo

Caro aluno, nesta unidade trabalharemos com alguns circuitos usados em sistemas de instrumentação. Veremos que alguns deles são projetados para transmitir um sinal elétrico que contenha uma informação do mensurando. Vale reforçar que esse é um assunto muito vasto e seria possível escrever um livro tratando apenas disso. Assim, nosso objetivo aqui é apresentar apenas blocos básicos, analisar a função que os circuitos exercem, e não o seu funcionamento e/ou seu projeto.

Na primeira seção, focaremos na ponte de Wheatstone, talvez o circuito mais famoso utilizado na instrumentação. Já na segunda seção, serão apresentadas algumas configurações básicas de amplificadores úteis em instrumentação. Por fim, na terceira seção, discutiremos alguns tipos de acoplamentos elétricos e como eles podem induzir ruído no circuito de sinal, bem como os procedimentos de blindagem e aterramento, utilizados para minimizar os efeitos da indução de ruído.

Assim, esperamos que, ao fim desta unidade, você seja capaz de aplicar os principais tipos de circuitos empregados em sistemas de medição e esteja hábil para projetar circuitos a serem utilizados em sistemas de medição.

Nesse contexto, imagine que você trabalha na equipe técnica em uma empresa que oferece soluções em medição. Entre os serviços requisitados à sua equipe, estão calibração, manutenção e reformas de instrumentos e equipamentos. Dessa forma, em muitas situações, é exigido que sua equipe projete circuitos para auxiliar na medição.

Para que essa tarefa seja executada com qualidade e domínio, fique atento aos conceitos que serão apresentados nesta unidade.

Um ótimo estudo!

Seção 2.1

Ponte de Wheatstone

Diálogo aberto

A instrumentação moderna está definitivamente ligada à eletrônica. Apesar de os princípios físicos de funcionamento dos sensores se manterem inalterados, as técnicas de condicionamento e processamento de pequenos sinais têm acompanhado a evolução da eletrônica. (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2011a)

Retomando o nosso contexto, você e sua equipe foram requisitados para executar o projeto de uma célula de carga para uma empresa de construção civil. A célula de carga é um transdutor de força e, por ser muito precisa e versátil em relação ao tamanho das cargas aplicadas, é muito utilizada para medir o estresse em estruturas como pilares e cabos. A empresa em questão precisa medir a tensão mecânica em uma célula de carga do tipo viga engastada.

Para auxiliá-lo nessa tarefa, nesta seção apresentaremos talvez o mais versátil circuito da instrumentação: a ponte de Wheatstone.

Esperamos que esteja animado. Bons estudos e um ótimo trabalho!

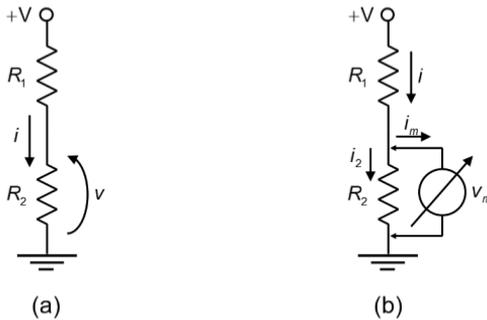
Não pode faltar

Fundamental para a medida de diversas grandezas elétricas como resistência, capacitâncias e indutâncias, a **ponte de Wheatstone** consiste em um circuito facilmente implementado e extremamente sensível. As pontes de Wheatstone são consideradas um meio de medição de resistência mais preciso que o ohmímetro regular. Pela sua simplicidade e pela precisão que oferece, esse é um poderoso método de medição de parâmetros elétricos.

Um problema usual em sistemas de medição ocorre quando introduzimos em um circuito um instrumento para realizar uma medida e esse instrumento afeta a grandeza que está sendo medida.

Por demandar uma certa corrente para funcionar, o instrumento é responsável por “desviar” parte da energia envolvida no processo, causando uma alteração sensível na medição. Como exemplo, podemos tomar o circuito da Figura 2.1(a), em que v é a tensão real no resistor R_2 . Ao introduzir um instrumento de medição que tenha uma certa resistência interna, conforme Figura 2.1(b), a corrente i que antes passava pelo resistor R_2 se divide, de modo que $i = i_2 + i_m$, assim, como $i_2 < i_m$, a tensão medida V_m será menor que a tensão real v .

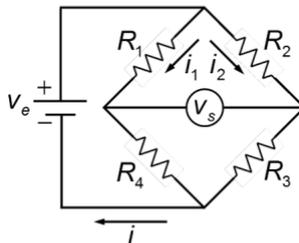
Figura 2.1 | Influência do instrumento na medição de tensão



Fonte: elaborada pelo autor.

A **ponte de Wheatstone resistiva** consiste em uma “malha quadrada” de quatro resistores, como pode ser visto na Figura 2.2, alimentados por uma fonte, V_e , entre dois vértices opostos, de modo que a saída da ponte é a tensão elétrica entre os dois outros vértices, na Figura 2.2 representada pelo voltímetro V_s .

Figura 2.2 | Ponte de Wheatstone resistiva



Fonte: elaborada pelo autor.

A ponte de Wheatstone, quando em equilíbrio, possibilita que a corrente entre os terminais de saída seja nula. Para encontrar o ponto de equilíbrio na ponte, a soma das correntes no nó inferior do circuito mostrado na Figura 2.2 deve ser nulo, de modo que $i = i_1 + i_2$. Ainda, as correntes i_1 e i_2 podem ser determinadas como:

$$i_1 = \frac{V_e}{R_1 + R_4} \quad \text{e} \quad i_2 = \frac{V_e}{R_2 + R_3} \quad (2.1)$$

Aplicando a lei de Kirchhoff à malha de saída formada por R_1 e R_2 , tem-se:

$$v_s = i_1 R_1 - i_2 R_2 \quad (2.2)$$

substituindo as correntes de (2.1) em (2.2), chegamos a:

$$v_s = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_4} - \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) v_e \quad (2.3)$$

Para que a saída seja nula, é necessário que:

$$\begin{aligned} \frac{R_1}{R_1 + R_4} &= \frac{R_2}{R_2 + R_3} \\ R_1(R_2 + R_3) &= R_2(R_1 + R_4) \\ R_2 R_4 &= R_1 R_3 \end{aligned} \quad (2.4)$$

É importante que observemos os seguintes fatores quando utilizamos a ponte de Wheatstone para solucionar problemas de medição:

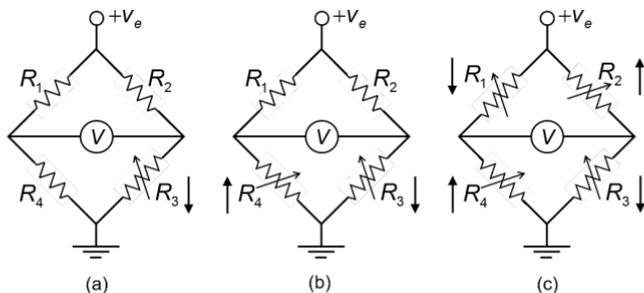
1. A tensão de saída da ponte, v_s , depende da tensão da fonte v_e . Conforme visto em (2.3), essa é uma relação linear.

2. A tensão de saída da ponte, v_s , é, em princípio, uma função não linear dos valores de resistência elétrica dos braços da ponte.

3. A condição de equilíbrio da ponte, vista em (2.4), não depende da fonte de alimentação, v_e , e sim dos valores de resistência dos braços da ponte.

No contexto de instrumentação, utilizam-se sensores resistivos (na Seção 3.1, são descritos alguns exemplos desses sensores) em um ou mais braços da ponte da Figura 2.2, de modo que a saída da ponte passa a ser uma tensão elétrica proporcional ao valor do mensurando. Quando apenas um braço é composto por um sensor, diz-se que a configuração é de *ponte simples de Wheatstone*, conforme a Figura 2.3(a). Quando dois braços são ativos, a configuração é chamada *meia ponte de Wheatstone*, o que pode ser visto na Figura 2.3(b). Por fim, a configuração denominada *ponte completa de Wheatstone* ocorre quando todos os braços da ponte são ativos, como ilustrado na Figura 2.3(c).

Figura 2.3 | Configurações da ponte de Wheatstone
(a) Ponte simples, (b) meia ponte e (c) ponte completa



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 129).

Como V_s depende de V_e , nota-se que qualquer flutuação na tensão da fonte de alimentação afetará a saída da ponte se ela **não** estiver balanceada, mesmo não havendo qualquer variação na resistência elétrica dos braços da ponte, o que indicaria mudanças no mensurando.



Assimile

As fontes de alimentação de pontes de Wheatstone exigem atenção especial em circuitos de instrumentação. Essas fontes devem ser estáveis e bem reguladas, a fim de gerar tensões de saída que não variem ou sejam influenciadas por outros fatores, como a temperatura. (AGUIRRE, 2013)

Existem vários circuitos integrados, comercialmente disponíveis, para amplificar sinais da ponte de Wheatstone, que fornecem uma tensão de referência para a alimentação da própria ponte.



Exemplificando

Por exemplo, um regulador de tensão de aplicação geral apresenta variações *máximas* de tensão regulada da ordem de $\pm 2,0\%$, em função de flutuações de carga e tensão de alimentação não regulada; e um desvio *típico* de temperatura de $\pm 120 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Um circuito integrado dedicado, projetado para a alimentação de pontes de Wheatstone, por sua vez, apresenta $\pm 0,5\%$ e $\pm 35 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ de variações *máxima* para as mesmas grandezas. (AGUIRRE, 2013)

Nos sensores resistivos utilizados nas pontes de Wheatstone, em geral, a variação de resistência elétrica de cada um deles é bastante pequena. Portanto, é importante conhecer como a tensão de saída da ponte V varia com as mudanças de resistência. Para isso, basta expandir a função (2.3) em série de Taylor, desprezando os termos com potência igual ou superior a dois. Assim,

$$v_s \approx \frac{\partial v_s}{\partial R_1} \Delta R_1 + \frac{\partial v_s}{\partial R_2} \Delta R_2 + \frac{\partial v_s}{\partial R_3} \Delta R_3 + \frac{\partial v_s}{\partial R_4} \Delta R_4 \quad (2.5)$$

em que V é o desvio de tensão da condição de nulo. Note que:

$$\frac{\partial v_s}{\partial R_1} \approx \frac{R_4}{(R_1 + R_4)^2} v_e \quad (\text{V}/\Omega) \quad (2.6)$$

$$\frac{\partial v_s}{\partial R_2} \approx -\frac{R_3}{(R_2 + R_3)^2} v_e \quad (\text{V}/\Omega) \quad (2.7)$$

$$\frac{\partial v_s}{\partial R_3} \approx \frac{R_2}{(R_2 + R_3)^2} v_e \quad (\text{V}/\Omega) \quad (2.8)$$

$$\frac{\partial v_s}{\partial R_4} \approx -\frac{R_1}{(R_1 + R_4)^2} v_e \quad (\text{V}/\Omega) \quad (2.9)$$

É importante observar que nas relações de (2.6) a (2.9), há dois termos positivos e dois termos negativos. O sinal algébrico de $\partial v_s / \partial R_i$ depende da conexão elétrica dos sensores resistivos, ao passo que o sinal algébrico de ΔR_i em (2.5) depende das propriedades físicas do sensor e da maneira como ele é ligado na ponte. É importante que as ligações e conexões elétricas sejam feitas de tal modo que todos os produtos em (2.5) tenham o mesmo sinal algébrico, garantindo máxima sensibilidade da ponte, pois as variações no par R_1 e R_3 e no par R_2 e R_4 estarão no mesmo sentido, como indicado na Figura 2.3(c). As setas ao lado da resistência indicam o sentido em que a resistência cresce, por exemplo, na Figura 2.3(b), nas resistências R_3 e R_4 , uma mesma variação física causa variação na resistência em sentido contrário: se R_3 aumenta, R_4 diminui.



Refleta

Foi afirmado no parágrafo anterior que a maneira com que os sensores resistivos são ligados na ponte influenciam na sua sensibilidade, mas como isso ocorre?

Supondo que os sensores da ponte foram instalados para garantir a máxima sensibilidade da ponte, podemos expressar a saída da ponte como Δv_s , que é a variação da tensão em torno da condição de equilíbrio; fazendo $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$, é possível reescrever (2.5) como

$$\frac{\Delta v_s}{v_e} = 4 \frac{\Delta R}{4R}$$

ou, em termos mais gerais, (2.10)

$$\frac{\Delta v_s}{v_e} = k \frac{\Delta R}{4R}$$

em que k é o fator da ponte e seu módulo indica o número de braços ativos da ponte.

A seguir, faremos uma análise da **relação de linearidade** entre a tensão de saída v_s e os valores de resistência dos braços da ponte de Wheatstone.

Considere uma ponte completa, como na Figura 2.3(c), na qual $\delta_1 = \delta_3 > 0$ e $\delta_2 = \delta_4 < 0$, em que δ_i é a variação de resistência do sensor R_i . Apenas para facilitar essa análise, vamos considerar que as variações são idênticas em cada resistor, ou seja, $|\delta_i| = \delta$, o que na prática exige que os valores nominais das resistências sejam iguais, ou $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_0$. Portanto, podemos escrever (2.3) da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 v_s &= \left(\frac{R_0 + \delta}{(R_0 + \delta) + (R_0 - \delta)} - \frac{R_0 + \delta}{(R_0 + \delta) + (R_0 - \delta)} \right) v_e \\
 &= \left(\frac{R_0 + \delta}{2R_0} - \frac{R_0 + \delta}{2R_0} \right) v_e \\
 &= \left(\frac{R_0 + \delta - R_0 + \delta}{2R_0} \right) v_e \tag{2.11} \\
 &= \left(\frac{\delta}{R_0} \right) v_e \\
 &= k_c \delta
 \end{aligned}$$

em que $k_c = v_e/R_0$ é uma constante. A equação (2.11) mostra que a saída da ponte completa de Wheatstone é uma função linear da variação da resistência elétrica dos braços, no caso em que os valores nominais dos braços da ponte são iguais.



Refleta

Faça uma análise para o caso da meia ponte de Wheatstone, Figura 2.3(b). Nessa análise, considere que $R_3 = R_4 = R$ são resistores fixos e que R_1 e R_2 são os braços ativos com resistência nominal R_0 e $\delta_1 = -\delta_2$. A saída da meia ponte de Wheatstone é uma função linear da variação da resistência elétrica dos braços ativos?

Agora, considere a equação (2.11), a sensibilidade da ponte de Wheatstone em função de variações de resistência δ é dada por:

$$\frac{\partial v_s}{\partial \delta} = k_c = \frac{v_e}{R_0} \quad (2.12)$$

Devemos prestar atenção em dois aspectos de (2.12). Primeiramente, nota-se que a sensibilidade da ponte é diretamente influenciada pelo valor da tensão de entrada v_e . Quanto maior for a tensão de entrada, maior a sensibilidade. Por outro lado, é importante observar que o aumento de v_e aumentará a corrente que circula na ponte, elevando a potência elétrica dissipada por efeito Joule nos braços da ponte. Essa potência aquecerá os resistores (ou sensores), causando variação na resistência. Tal variação é espúria e deve ser evitada. Esse efeito recebe o nome de *autoaquecimento* da ponte de *Wheatstone* e deve ser mantido no menor nível possível.



Pesquise mais

O efeito Joule ocorre quando uma corrente elétrica percorre um condutor e faz com que esse se aqueça.

Para saber mais, assista ao vídeo do canal Mundo da Elétrica sobre "Efeito Joule em resistores".

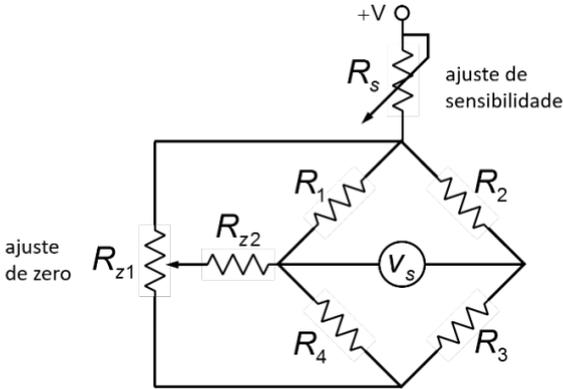
Disponível em: <<https://youtu.be/X1LUo0T57oQ>>. Acesso em: 20 maio 2017.

O segundo aspecto refere-se ao fato de a variação de resistência δ , que deve ser uma função do mensurando, ser influenciada pelo valor nominal R_0 . Embora valores altos de R_0 resultem em valores maiores de δ , o que é interessante em termos de sensibilidade, uma vez que R_0 aparece no denominador, o seu aumento acaba tendo um efeito de redução da sensibilidade.

A sensibilidade da ponte depende da fonte de alimentação; na impossibilidade de ajustar o valor da fonte a outros valores, pequenos ajustes de sensibilidade podem ser obtidos, incluindo-se um potenciômetro entre a fonte de alimentação e a ponte, além disso, como a condição de equilíbrio dificilmente é conseguida na prática, é

comum incluir um circuito para ajuste de zero, como pode ser visto na Figura 2.4. Os potenciômetros conectados, como indicado na figura, permitem o ajuste de zero e da sensibilidade.

Figura 2.4 | Ponte de Wheatstone com potenciômetros de ajuste

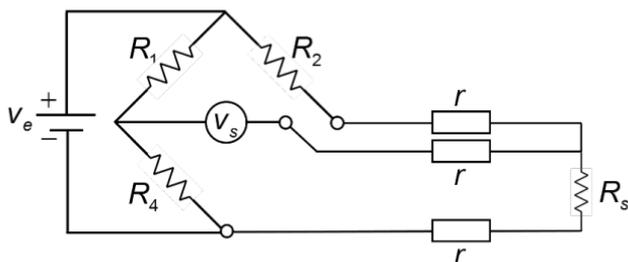


Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 134).

Outra configuração muito útil no uso da ponte é a conexão a três fios, que ocorre quando apenas um braço da ponte é ativo. Considere inicialmente a conexão convencional da Figura 2.2. Agora suponha que R_3 seja um sensor resistivo instalado a uma distância considerável da ponte. Se a resistência dos fios que conectam R_3 à ponte for r , então a resistência do sensor vista da ponte será $R_3 + 2r$. Qualquer variação na resistência dos fios resultará em uma indicação incorreta da ponte.

Para minimizar esse problema, utiliza-se a conexão a três fios, ilustrada na Figura 2.5, em que a resistência dos fios, indicadas por r , não se encontram no mesmo braço da ponte. Um fio está em série com o resistor R_2 , outro está em série com o sensor R_s e R_4 ; uma vez que R_2 e R_4 estão em braços opostos da ponte, possíveis variações de r são naturalmente compensadas. Nota-se ainda que, se um dispositivo com alta impedância de entrada for usado para medir a tensão de saída V_s , a corrente que circulará pelo terceiro fio será desprezível, assim como qualquer variação de tensão provocada pela variação de r .

Figura 2.5 | Sensor a três fios conectado à ponte de Wheatstone

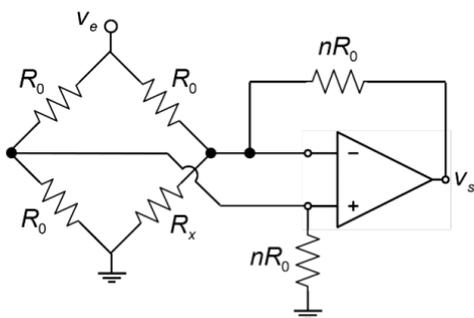


Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 135).

O circuito da Figura 2.6 usa uma ponte simples aterrada, nessa ponte apenas o braço R_x é ativo. A variação da resistência desse braço é dada por $R_x \approx R_0(1 - \delta)$ (AGUIRRE, 2013), e a tensão de saída é

$$v_s = -\frac{n}{2} \left(\frac{v_e}{1+1/2n} \right) \left(\frac{\delta}{1+\delta} \right) \approx -\frac{n}{2} \left(\frac{v_e}{1+1/2n} \right) \delta \quad (2.13)$$

Figura 2.6 | Ponte de Wheatstone com AmpOp



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 136).



Pesquise mais

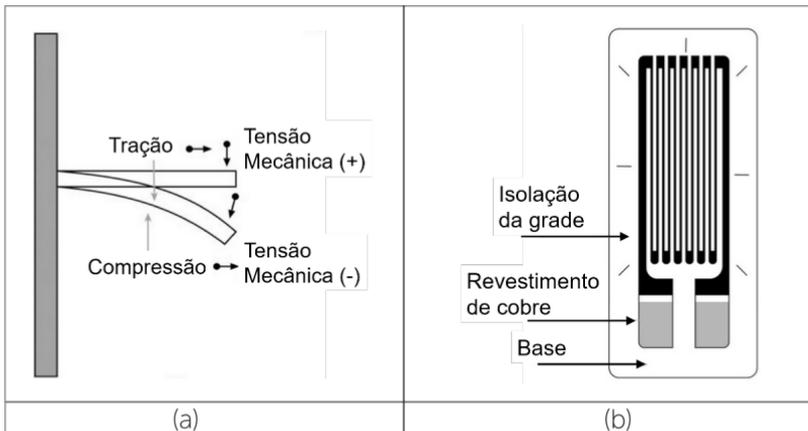
Para saber mais sobre circuitos relacionados à ponte de Wheatstone, leia a Seção 6.1.3 do livro *Fundamentos de instrumentação* (AGUIRRE, 2013, p. 19 a p. 134) e a seção 10.4.4.6 do livro *Instrumentação e Fundamentos de Medidas* (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2011b), disponíveis na

Sem medo de errar

O projeto de uma célula de carga pode ser dividido em duas partes: mecânico e elétrico. Os membros da sua equipe, responsáveis pelo projeto mecânico, utilizaram um método analítico, no qual aplicaram equações deduzidas da resistência dos materiais. Um sistema mecânico converte força em alongamento mecânico. A Figura 2.7(a) mostra o esquema de uma célula de carga típica do tipo viga engastada.

O elemento elástico reage à grandeza mecânica aplicada, produzindo um campo de deformações isolado e uniforme, o qual é transmitido ao extensômetro. O extensômetro é um transdutor capaz de medir deformações de corpos. Quando um material é deformado, sua resistência elétrica é alterada. A Figura 2.7(b) mostra um extensômetro de uso geral.

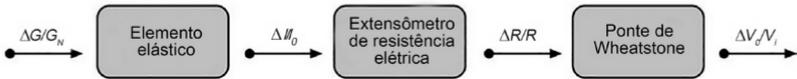
Figura 2.7 | (a) Célula de carga do tipo viga engastada e (b) extensômetro de uso geral



O transdutor extensométrico apresenta etapas distintas desde o estímulo até a resposta. A solicitação mecânica ($\Delta G/G_N$), devida à força, provoca deformações relativas ($\Delta l/l_0$) no elemento elástico que, por sua vez, provoca variações relativas da resistência inicial ($\Delta R/R$) nos extensômetros, colados na superfície do elástico.

Para aumentar a sensibilidade da medição, você associa os extensômetros a uma ponte de Wheatstone. As variações relativas das resistências dos extensômetros produzem um desequilíbrio nos terminais de saída da ponte. As etapas descritas podem ser vistas na Figura 2.8.

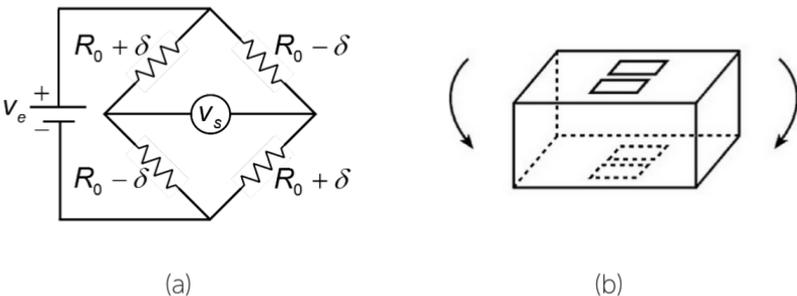
Figura 2.8 | Etapas de transdução em um transdutor extensométrico



Fonte: Balbinot e Brusamarello (2011b, p. 123).

Como vimos de (2.5) a (2.12), a sensibilidade da célula de carga é diretamente influenciada pelo número de extensômetros, pelas suas posições e pela configuração da ponte de Wheatstone. Para que sua célula de carga tenha uma maior sensibilidade, você optou por uma montagem com quatro extensômetros ativos com pares, sujeitos a deformações iguais e sinais contrários, como pode ser visto na Figura 2.9.

Figura 2.9 | Quatro extensômetros ativos em um campo uniaxial de tensões (a) circuito elétrico (b) montagem mecânica



Fonte: adaptada de Balbinot e Brusamarello (2011b, p. 128).

A relação de saída dessa configuração pode ser calculada, a partir de (2.3),

$$\frac{v_s}{v_e} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_4} - \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right)$$

como $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_0$

$$\begin{aligned} \frac{v_s}{v_e} &= \frac{R_0 + \delta}{(R_0 + \delta) + (R_0 - \delta)} - \frac{R_0 + \delta}{(R_0 + \delta) + (R_0 - \delta)} \\ &= \frac{R_0 + \delta}{2R_0} - \frac{R_0 + \delta}{2R_0} \\ &= \frac{\delta}{R_0} \text{ [V/V]}. \end{aligned}$$

Como a relação de tensão está nas unidades [V/V], é comum multiplicar o numerador por um fator de 1000 e fazer a unidade de saída [mV/V], assim:

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{\delta}{R_0} \cdot 10^3 \text{ [mV/V]}.$$

Avançando na prática

Não linearidade da ponte simples de Wheatstone

Descrição da situação-problema

Imagine que você trabalha em uma pequena empresa que desenvolve sistemas embarcados para medição. Você precisa desenvolver uma célula de carga com extensômetro com o menor custo possível para equipar uma balança do tipo plataforma, mas que atenda às exigências da sua aplicação. Nesse contexto, em relação à linearidade entre a entrada e a saída da ponte, quais cuidados você deve tomar?

Resolução da situação-problema

Considerando primeiro o aspecto econômico, criar uma célula de carga com apenas um extensômetro é a opção mais barata. No entanto, que tipo de efeito isso pode ter na saída da ponte com essa configuração?

Podemos verificar graficamente a saída de uma ponte de Wheatstone com extensômetro em apenas um braço. Para isso, você escolheu a seguinte configuração de montagem para a sua ponte: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 330\Omega$ e $v_e = 9\text{ V}$. A variação percentual de R_1 (seu extensômetro) é $\Delta R = \frac{\delta \times 100}{330}$. Desse modo, $\delta = 330$ corresponde a uma variação de 100%.

De acordo com a relação (2.3), de entrada-saída de uma ponte de Wheatstone,

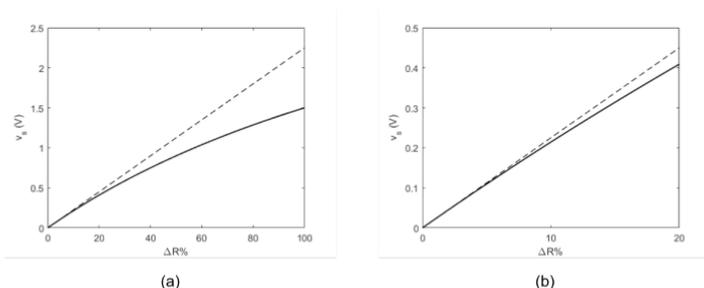
$$v_s = \left(\frac{R_1 + \delta}{R_1 + \delta + R_4} - \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) v_e$$

substituindo valores,

$$v_s = \frac{4,5 \cdot \delta}{660 + \delta}$$

Dessa relação já fica claro que a saída da ponte varia não linearmente com a variação do sensor. A Figura 2.10 mostra graficamente o comportamento da saída em função da variação da resistência; a linha tracejada é uma reta que tangencia v_s para pequenos valores de ΔR .

Figura 2.10 | Saída de uma ponte simples de Wheatstone resistiva (a) saída como uma função não linear da variação da resistência (b) detalhe do gráfico (em (a))



Fonte: elaborada pelo autor.

Observa-se que, para variações percentuais da resistência maiores que 10%, a saída da ponte desvia-se significativamente da relação linear. Assim, para sensores com grandes variações percentuais de resistência, a montagem em ponte simples de Wheatstone não é recomendada se a linearidade for uma exigência. Nesse caso, a configuração em ponte completa de Wheatstone apresenta ótimas propriedades de linearidade, mas requer o uso de quatro sensores, em vez de apenas um, encarecendo o seu projeto.

Faça valer a pena

1. Fundamental para a medida de diversas grandezas elétricas como resistência, capacitâncias e indutâncias, a **ponte de Wheatstone** consiste em um circuito facilmente implementado e extremamente sensível.

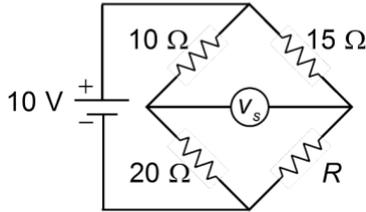
Em relação à ponte de Wheatstone, assinale a alternativa correta.

- a) As pontes de Wheatstone são consideradas um meio de medição de resistência menos preciso que o ohmímetro regular.
- b) Embora sua montagem seja complexa, devido à precisão que oferece, a ponte de Wheatstone é um poderoso método de medição de parâmetros elétricos.
- c) A ponte de Wheatstone é utilizada, em grande parte, por não afetar a grandeza que está sendo medida.
- d) A ponte de Wheatstone, quando em equilíbrio, possibilita que a tensão entre os terminais de saída seja nula.
- e) Independentemente da configuração da ponte, a tensão de saída será sempre uma função linear da variação da resistência.

2. A ponte de Wheatstone, quando em equilíbrio, possibilita que a corrente entre os terminais de saída seja nula.

Considere que a ponte de Wheatstone, esquematizada na figura, está em equilíbrio. Calcule o valor da resistência elétrica R e a tensão de saída V_s e assinale a alternativa correta.

Figura 2.11 | Ponte de Wheatstone em equilíbrio

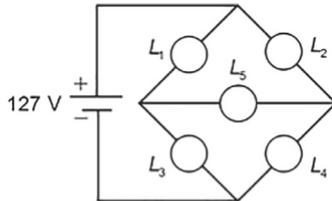


Fonte: elaborada pelo autor.

- a) $R = 30 \Omega$ e $v_s = 0 \text{ V}$.
- b) $R = 5 \Omega$ e $v_s = 0 \text{ V}$.
- c) $R = 5 \Omega$ e $v_s = -4,167 \text{ V}$.
- d) $R = 30 \Omega$ e $v_s = 10 \text{ V}$.
- e) Não existe um valor de resistor que deixe essa ponte em equilíbrio.

3. Observe o circuito da figura. Nele foi feita uma montagem com cinco lâmpadas incandescentes iguais (L_1, L_2, L_3, L_4 e L_5), ligadas a uma fonte de alimentação de 127 V.

Figura 2.12 | Esquema de montagem com lâmpadas incandescentes



Fonte: elaborada pelo autor.

Considerando o esquema de montagem com as lâmpadas, avalie as seguintes asserções e a relação proposta entre elas.

I. No circuito em questão, as lâmpadas L_1, L_2, L_3 e L_4 estarão acesas com os mesmos brilhos, e a lâmpada L_5 estará apagada.

PORQUE

II. Sendo as lâmpadas todas iguais, a montagem do circuito refere-se a uma ponte de Wheatstone em equilíbrio, com isso, nenhuma corrente percorre a lâmpada L_5 .

- a) As asserções I e II são proposições verdadeiras, e a II é uma justificativa para I.
- b) As asserções I e II são proposições verdadeiras, mas a II não é uma justificativa da I.
- c) A asserção I é uma proposição verdadeira, e a II é uma proposição falsa.
- d) A asserção I é uma proposição falsa, e a II é uma proposição verdadeira.
- e) As asserções I e II são proposições falsas.

Seção 2.2

Amplificadores

Diálogo aberto

O amplificador talvez seja um dos blocos mais importantes de um projeto de medição, uma vez que ele será responsável pelo processamento direto do sinal que vem do transdutor. A maioria das pessoas conhece amplificadores de áudio, que têm função de amplificar o sinal de áudio proveniente de algum transdutor, como um microfone ou os captadores de uma guitarra. A saída de qualquer um desses transdutores será um sinal analógico de baixa potência, e o transdutor não pode ser ligado diretamente à saída, no caso, alto-falantes. Os amplificadores servem justamente para aumentar a potência do sinal, amplificando a tensão, a corrente ou ambas.

Relembrando o contexto proposto na apresentação da Unidade 2, você trabalha na equipe técnica em uma empresa que oferece soluções em medição. Entre as tarefas realizadas pela sua equipe, estão a manutenção e a reforma de instrumentos e equipamentos de medição.

Você recebeu um módulo amplificador, que consiste em um circuito amplificador diferencial, de um sistema de medição que é acoplado à saída de uma ponte de Wheatstone. Você precisa avaliar se o módulo é adequado para esse uso ou se ele precisa ser substituído. Caso ele deva ser substituído, indique uma possível opção.

Para auxiliá-lo nessa tarefa, nesta seção, apresentaremos algumas configurações básicas de amplificadores muito usados em circuitos de instrumentação.

Bons estudos e um ótimo trabalho!

Não pode faltar

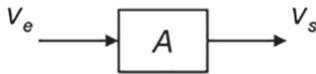
O objetivo desta seção é apresentar algumas configurações básicas de amplificadores úteis na instrumentação. Considerando

um sistema genérico em malha aberta, podemos definir o ganho do amplificador, no caso de tensão, conforme a Figura 2.13.

$$A = \frac{V_s}{V_e} \tag{2.14}$$

em que A representa o ganho em malha aberta; V_s é a tensão de saída; e V_e , a tensão de entrada.

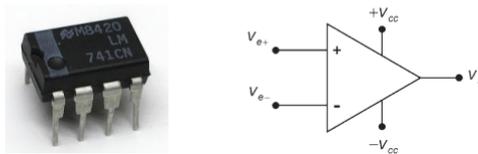
Figura 2.13 | Sistema em malha aberta



Fonte: elaborada pelo autor.

O amplificador operacional (AmpOp) é um componente eletrônico composto por resistências, transistores, capacitores, entre outros componentes embutidos em um mesmo encapsulamento, como pode ser visto no exemplo apresentado na Figura 2.14(a). Em condições ideais, AmpOp pode ser representado conforme a Figura 2.14(b). Os terminais (+) e (-) correspondem às entradas do amplificador e têm propriedades de entradas não inversora e inversora, respectivamente. O amplificador é alimentado através dos pinos $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$.

Figura 2.14 | Amplificador operacional
(a) Fotografia de um AmpOP LM741 (b) representação de um AmpOp ideal



Fonte: (a) <<https://commons.wikimedia.org/wiki/File:LM741CN.jpg>>. Acesso em: 21 maio 2017; (b) elaborada pelo autor.

Em um AmpOp ideal, seu ganho diferencial A_d é dado por:

$$V_s = A_d (V_{e+} - V_{e-}) \tag{2.15}$$

com $A_d \rightarrow \infty$. A impedância de entrada é infinita e a impedância de saída é nula. Se $V_{e+} = V_{e-}$, tem-se $v_s = 0$, ou seja, o ganho em modo comum é nulo. Um amplificador operacional real muito popular e bastante antigo, por isso, com um desempenho pobre em alguns itens, é o 741, ilustrado na Figura 2.14(a).

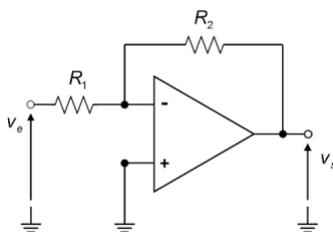


Pesquise mais

O amplificador operacional foi um marco na eletrônica e uma continuidade da era da miniaturização, que teve início com o transistor. Para mais informações sobre os AmpOps, leia a Seção 3.7 do livro *Instrumentação e Fundamentos de Medidas* (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2011a), disponível na nossa Biblioteca Virtual em <<https://biblioteca-virtual.com/detalhes/parceiros/5>>. Acesso em: 21 maio 2017. Ou assista à série de vídeos do canal *Me Salva!* Disponível em: <<https://www.youtube.com/playlist?list=PLf1lowbdbFIBSLXMLK4NoGgml7l5rK922>>. Acesso em: 21 maio 2017.

A partir dos conceitos apresentados, para que um AmpOp seja útil no tratamento de sinais, é necessário limitar o seu ganho sem abrir mão de suas características fundamentais. Nesse sentido, inicialmente é proposta uma **configuração inversora**, mostrada na Figura 2.15.

Figura 2.15 | Amplificador inversor



Fonte: elaborada pelo autor.

A análise desse circuito resulta na seguinte relação entre as tensões de entrada V_e e saída V_s :

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.16)$$

O nome inversor é devido ao fato de que o sinal algébrico da tensão de saída é oposto ao da tensão de entrada, como visto em (2.16). A impedância de entrada do amplificador inversor mostrado na Figura 2.15 é R_1 , uma vez que, considerando o caso ideal, o terra virtual aparece no terminal inversor do AmpOp.

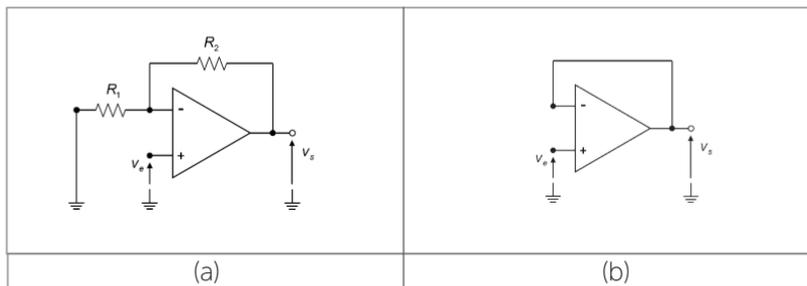
Da mesma forma, sob condições ideais, a análise do circuito não inversor, mostrado na Figura 2.14(a), resulta em:

$$v_s = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) v_e \quad (2.17)$$

De (2.17), nota-se que as tensões de saída e entrada têm a mesma polaridade, daí o nome não inversor. Outro aspecto importante é que o ganho do amplificador inversor nunca será menor que a unidade.

Figura 2.16 | Amplificador não inversor

(a) configuração padrão (b) configuração de seguidor de tensão



Fonte: elaborada pelo autor.



Refleta

O atenuador é um dispositivo ou circuito eletrônico que reduz a amplitude ou a potência de um sinal, sem distorcer sensivelmente a sua forma de onda. Com isso, dentre os circuitos com AmpOp que você já conhece, qual você usaria como atenuador? Por quê?

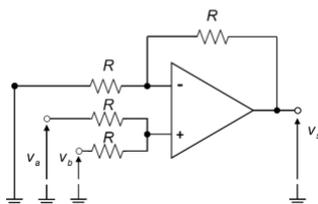
Um caso particular do amplificador inversor ocorre quando $R_1 \rightarrow \infty$ e $R_2 \rightarrow 0$, como mostrado na Figura 2.14(b). Nesse caso, a relação entre as tensões de entrada e saída é simplesmente $v_s = v_e$,

justificando o nome seguidor de tensão, que pode ser utilizado para desacoplar estágios.

As configurações inversoras e não inversoras são muito utilizadas para realizar funções simples, por exemplo somar sinais, como mostrado na Figura 2.17. Para esse caso específico de somador, a relação entre as tensões de entrada e saída é dada por:

$$V_s = V_a + V_b \quad (2.18)$$

Figura 2.17 | Somador não inversor



Fonte: elaborada pelo autor.



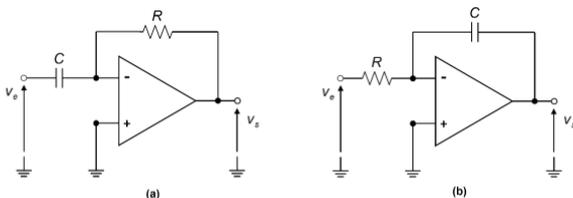
Pesquise mais

A configuração apresentada do circuito amplificador somador não inversor é um caso especial, em que todos os resistores têm o mesmo valor de resistência e, por isso, a relação (2.18) é uma soma simples entre as entradas. Para saber mais sobre o funcionamento dos amplificadores somadores, leia as páginas 21 e 22 das notas de aula *Amplificadores Operacionais* (WENDLING, 2010). Disponível em <<http://www2.feg.unesp.br/Home/PaginasPessoais/ProfMarceloWendling/3---amplificadores-operacionais-v2.0.pdf>>. Acesso em: 17 jun. 2017.

Ao adicionar um capacitor na configuração inversora, podemos obter um circuito diferenciador ou integrador, a depender da posição do capacitor, como visto na Figura 2.18.

Figura 2.18 | Amplificadores RC

(a) Amplificador diferenciador (b) amplificador integrador



Fonte: elaborada pelo autor.

No circuito diferenciador, ilustrado na Figura 2.18(a), a tensão de saída é dada por

$$v_s = -RC \frac{dv_e}{dt} \quad (2.19)$$

Nesse tipo de circuito, deve-se tomar cuidado com o fato de que os ruídos de alta frequência são amplificados. Já para o circuito integrador, que pode ser visto na Figura 2.18(b), a tensão de saída é dada por

$$v_s = -\frac{1}{RC} \int_{-\infty}^t v_e dt \quad (2.20)$$

Nesse tipo de circuito, no entanto, funciona como um atenuador do sinal de entrada para frequências mais altas, conhecido como filtro passa-baixas.



Exemplificando

Aplicando-se, no circuito amplificador diferenciador, como na Figura 2.18(a), um sinal de frequência ω_0 na entrada do tipo $v_e = \text{sen}(\omega_0 \cdot t)$, de (2.19), tem-se, na saída,

$$v_s = -RC\omega_0 \cos(\omega_0 \cdot t)$$

portanto, o ganho é diretamente proporcional à frequência e o sinal de saída está 90° defasado em relação ao sinal de entrada (o ganho cresce 20 dB por década).

Ao aplicar o mesmo sinal no circuito amplificador integrador, apresentado na Figura 2.18(b), de (2.20), tem-se, na saída,

$$v_s = -\frac{1}{RC\omega_0} \text{sen}(\omega_0 \cdot t)$$

Percebe-se, nesse caso, que o ganho varia com a frequência do sinal e defasa 90° o sinal de entrada, sofrendo uma atenuação de 20 dB por década.



Atenção

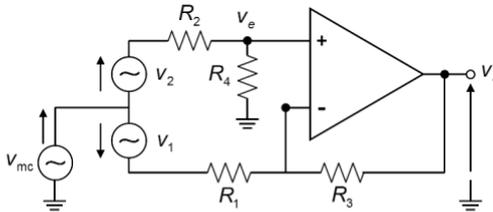
Vale ressaltar que tanto o circuito diferenciador quanto o integrador levam em conta um AmpOp ideal. Na prática, pequenas modificações

nessas configurações podem ser necessárias para uma operação correta. (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2011a).

Uma característica dos amplificadores inversor e não inversor é que o sinal de entrada é uma tensão com relação ao terra. No entanto, em instrumentação, é comum que a tensão a ser amplificada seja uma tensão diferencial, como é o caso da saída de uma ponte de Wheatstone, mostrada na Figura 2.2, em que nenhum dos terminais de saída da ponte está no referencial de terra.

Nesse caso, o **amplificador diferencial**, ilustrado na Figura 2.19, torna-se uma configuração mais adequada, em que nem V_1 nem V_2 estão conectados ao terra.

Figura 2.19 | Amplificador diferencial



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 144).

A tensão V_{mc} indica a tensão *em modo comum*, uma parcela que se superpõe às parcelas V_1 e V_2 . O que se deseja medir, em geral, é a diferença entre as tensões, $V_2 - V_1$.

Utilizando as relações escritas para os amplificadores inversor (2.16) e não inversor (2.17), e assumindo linearidade, tem-se:

$$v_s = -\frac{R_3}{R_1}(v_{mc} + v_1) + \left(\frac{R_3}{R_1} + 1\right)v_e \quad (2.21)$$

em que

$$v_e = \frac{R_4}{R_2 + R_4}(v_{mc} + v_2) \quad (2.22)$$

Substituindo (2.22) em (2.21), chegamos a:

$$v_s = -\frac{R_3}{R_1}v_1 + \frac{R_4}{R_2} \cdot \left(\frac{\frac{R_3}{R_1} + 1}{\frac{R_4}{R_2} + 1}\right)v_2 + \left[\frac{R_4}{R_2} \cdot \left(\frac{\frac{R_3}{R_1} + 1}{\frac{R_4}{R_2} + 1}\right) - \frac{R_3}{R_1}\right]v_{mc} \quad (2.23)$$

Podemos notar, em (2.23), que se $R_4/R_2 = R_3/R_1$, a terceira parcela do lado direito, devido ao modo comum, é eliminada na saída do amplificador, o que é desejável (AGUIRRE, 2013). Além disso, nessa condição, a saída do amplificador passa a ser

$$v_s = \frac{R_3}{R_1}(v_2 - v_1) \quad (2.24)$$



Assimile

Em outras palavras, a saída do amplificador diferencial é uma tensão proporcional à diferença das tensões de entrada. O fator de proporcionalidade é o ganho do amplificador, que no caso estudado é simplesmente R_3/R_1 . Portanto, para utilizar (2.24), geralmente se escolhe $R_1 = R_2$ e $R_3 = R_4$, de modo que R_1 e R_2 devem incluir a resistência de saída da fonte de sinal, responsável por produzir $v_2 - v_1$. (AGUIRRE, 2013)

A relação (2.24) supõe que os canais de entrada do AmpOp tenham exatamente o mesmo ganho. Na prática, no entanto, não é possível obter ganhos idênticos. Portanto, é necessário ter uma medida do desequilíbrio entre os ganhos de entradas de AmpOps. O equilíbrio desses ganhos é quantificado pela *taxa de rejeição de modo comum* (CMRR, do inglês *common-mode rejection ration*), definida como

$$\text{CMRR} = \frac{A_d}{A_c} \quad (2.25)$$

em que $A_d = V_s/V_d$, como já vimos antes, é o ganho diferencial, e $A_c = V_s/V_c$ é o ganho de modo comum, sendo que $v_d = v_{e+} - v_{e-}$ e $v_c = v_{e+} + v_{e-}$ representam as tensões diferencial e de modo comum de entrada, respectivamente. O valor da CMRR é geralmente expresso em decibéis, de modo que

$$\text{CMRR} = 20 \log \frac{A_d}{A_c} \quad (2.26)$$

O ganho real do AmpOp é função da diferença e da soma dos sinais de entrada; assim, a sua saída pode ser expressa por

$$v_s = A_d(v_{e+} - v_{e-}) + \frac{A_c}{2}(v_{e+} + v_{e-}) = A_d v_d + A_c v_c \quad (2.27)$$

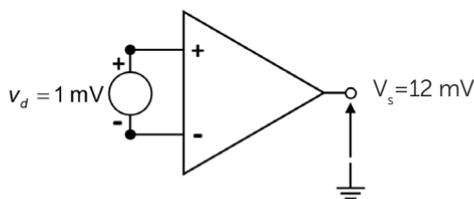
Portanto, quanto maior for a CMRR de um AmpOp, tanto melhor será a taxa de rejeição da parcela de tensão de modo comum na saída. O amplificador diferencial é muito útil quando é necessário amplificar uma tensão diferencial. Apesar disso, a saída do amplificador diferencial é referenciada ao terra e, portanto, sua saída pode servir de entrada para diversos dispositivos, inclusive displays de cristal líquido.



Exemplificando

Imagine que desejamos medir a rejeição de modo comum de um amplificador operacional genérico. Inicialmente, aplicamos uma tensão puramente diferencial na entrada, por exemplo, $v_{e+} = 0,5 \text{ mV}$ e $v_{e-} = -0,5 \text{ mV}$, de modo que $v_d = 1 \text{ mV}$, e medimos a tensão de saída, $v_s = 8 \text{ V}$, como indicado na Figura 2.18.

Figura 2.20 | Tensão puramente diferencial aplicada no AmpOp



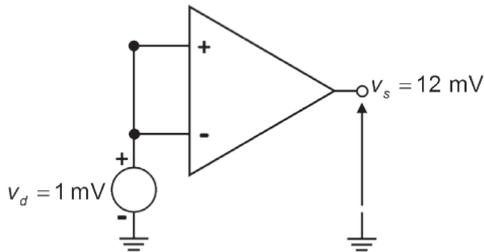
Fonte: elaborada pelo autor.

Com essas informações, determinamos o ganho diferencial:

$$A_d = \frac{8}{10^{-3}} = 8000$$

Em seguida, aplicamos uma tensão puramente de modo comum nas entradas, por exemplo, $v_{e+} = 0,5 \text{ mV}$ e $v_{e-} = 0,5 \text{ mV}$, de modo que $v_c = 1 \text{ mV}$, e novamente medimos a tensão de saída, agora $v_s = 12 \text{ mV}$, como indicado na Figura 2.21.

Figura 2.21 | Tensão puramente de modo comum aplicada no AmpOp



Fonte: elaborada pelo autor.

Com isso, é possível determinar o ganho de modo comum:

$$A_c = \frac{12 \cdot 10^{-3}}{10^{-3}} = 12$$

Assim,

$$\text{CMRR} = \frac{8000}{12} = 666,67$$

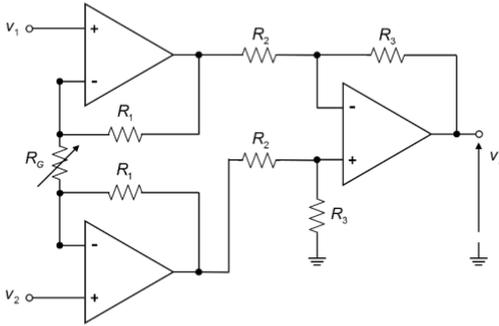
ou

$$\text{CMRR} = 20 \log 666,67 = 56,48 \text{ dB}$$

Uma característica indesejável do amplificador diferencial é que sua impedância de entrada é definida pela configuração dos resistores conectados ao AmpOp, em vez da impedância das portas inversora e não inversora, que é geralmente muito maior. Uma maneira de sanar essa dificuldade é conectar outros dois AmpOps na entrada do amplificador operacional, de maneira a prover uma elevada impedância de entrada.

Essa configuração, chamada **amplificador de instrumentação**, é mostrada na Figura 2.20 e constitui uma das mais poderosas no que diz respeito à amplificação de pequenos sinais. Outra vantagem desse amplificador é que, com um projeto adequado, o resistor R_g se torna o resistor de controle de ganho do circuito. Além disso, os sinais de modo comum serão cancelados, uma vez que um sinal igual nas duas entradas significa uma corrente nula no resistor de ganho.

Figura 2.22 | Amplificador de instrumentação



Fonte: elaborada pelo autor.

A relação entre a entrada e a saída do amplificador de instrumentação é dada por

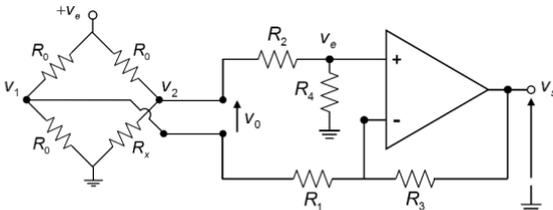
$$v_s = \frac{R_3}{R_2} \left(1 + \frac{2R_1}{R_G} \right) (v_2 - v_1) \tag{2.25}$$

Sem medo de errar

O módulo amplificador que você recebeu para analisar deverá ser conectado a uma ponte de Wheatstone, como ilustrado na Figura 2.21. Você sabe que o ganho do amplificador diferencial é $R_3/R_1 = 500$ e que o AmpOp usado tem um CMRR de 80 dB.

Um fato que é peculiar a essa montagem é que a fonte de alimentação da ponte está aterrada, e você sabe que isso provocará uma tensão de modo comum nas tensões V_1 e V_2 .

Figura 2.23 | Amplificador diferencial conectado a uma ponte de Wheatstone



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 146).

Você sabe que a ponte de Wheatstone é alimentada com uma tensão $v_g = 10 \text{ V}$; supondo que a ponte esteja balanceada, a tensão em modo comum será $v_{mc} = 5 \text{ V}$, assim $v_1 = 5 \pm \delta v$ e $v_2 = 5 \mp \delta v$, em que δv é a parcela de variação de tensão decorrente da variação de resistência nos braços da ponte e que, no caso em estudo,

$$v_0 = v_1 - v_2$$

$$v_0 = 5 \pm \delta v - (5 \mp \delta v)$$

$$v_0 = \pm 2\delta v$$

Isso significa que, na prática, se a tensão de δv para o terra fosse medida com um voltímetro e indicasse $v_1 = 4,99 \text{ V}$, nós teríamos $v_2 = 5,01 \text{ V}$, portanto, $v_0 = 20 \text{ mV}$.

Sendo $R_3/R_1 = 500$ e $\text{CRMM} = 80 \text{ dB}$ ($20 \log 10000 = 80$), a parcela espúria de tensão na saída devida ao modo comum pode ser determinada a partir de (2.25),

$$\text{CMRR} = \frac{A_d \cdot v_c}{v_s}$$

$$10000 = \frac{500 \cdot 5}{v_s}$$

$$v_s = \frac{500 \cdot 5}{10000}$$

$$v_s = 250 \text{ mV}$$

Assim, você logo percebe que a tensão espúria devida ao modo comum é significativa, pois a tensão de saída da ponte $v_0 = 20 \text{ mV}$, que é a parcela de interesse, aparecerá na saída do estágio amplificador multiplicada por 500, ou seja, será 1 V. Você conclui, portanto, que para reduzir a parcela devida ao modo comum seria necessário utilizar um amplificador com CMRR bem maior, por exemplo, os amplificadores de instrumentação INA 128 e INA 129 (BURR BROWN, 1996), que têm o CMRR mínimo de 120 dB. Desse modo:

$$\text{CMRR} = \frac{A_d \cdot v_c}{v_s}$$

$$10^6 = \frac{500 \cdot 5}{v_s}$$

$$v_s = \frac{500 \cdot 5}{10^6}$$

$$v_s = 2,5 \text{ mV}$$

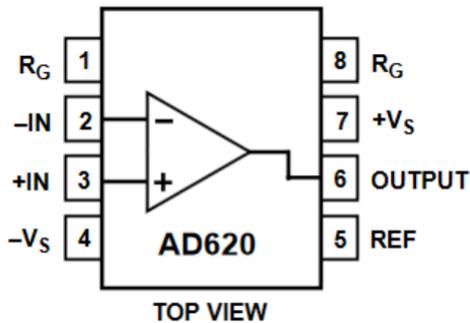
Aplicação de amplificadores de instrumentação no condicionamento de pequenos sinais

Descrição da situação-problema

Os amplificadores de instrumentação são utilizados extensivamente no condicionamento de pequenos sinais, por isso é muito comum utilizar encapsulamentos integrados com essa configuração. Existem muitas opções disponíveis e com diferentes características, que devem ser consideradas para cada aplicação específica.

Você trabalha como projetista para uma empresa de instrumentos de medição de baixo custo e precisa propor um circuito para amplificar a saída de uma ponte de Wheatstone com o AmpOp AD620, que é um amplificador de instrumentação com oito pinos externos de baixo custo, ilustrado na Figura 2.24, com um ganho de pelo menos 100 vezes.

Figura 2.24 | Pinagem do AD620



Fonte: Analog devices (2017, p. 1).

Entre outras características, esse componente possui baixo ruído, baixo *offset* (nível de tensão CC somado ao sinal) e baixo *drift* (flutuações com a temperatura). Busque pelo *datasheet* do AmpOp sugerido (ANALOG DEVICES, 2017) para lhe auxiliar na sua montagem.

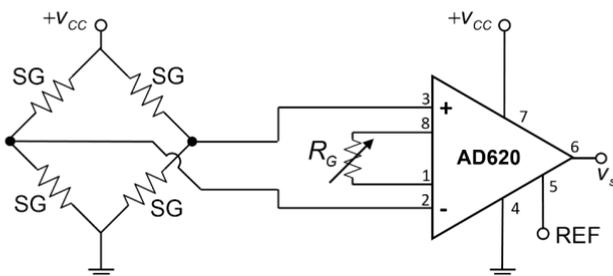
Resolução da situação-problema

Segundo orientações que você obteve no *datasheet* do AD620, nesse circuito integrado existe a necessidade de configurar somente um resistor de ganho R_G . O ganho do AD620, segundo o *datasheet*, é calculado como

$$G = \frac{49,4 \text{ k}\Omega}{R_G} + 1$$

de modo que, para o ganho $G = 100$, é necessário que $R_G \approx 499 \Omega$. Assim, a montagem proposta por você, para amplificar o sinal da ponte de Wheatstone, composta por quatro extensômetros, SG, pode ser vista na Figura 2.25.

Figura 2.25 | Exemplo de aplicação de um amplificador de instrumentação (AD620) a uma ponte de Wheatstone



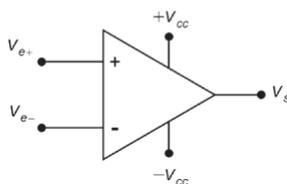
Fonte: elaborada pelo autor.

Você decidiu fazer uma montagem com uma fonte unipolar. Assim, para que seja possível a excursão da tensão e a compressão, por exemplo, do sinal de força, ao fazer $+V_{cc} = 5 \text{ V}$, você poderia adotar sua referência fixada em 2 V através do pino 5. Em outras palavras, o ponto de repouso da ponte gera um sinal de 2 V na saída em relação ao potencial negativo da bateria, mas gera 0 V entre a saída do amplificador e seu pino de referência. Isso pode ser muito útil em casos em que há espaço somente para apenas uma bateria e é necessária uma referência deslocada para um conversor AD.

Faça valer a pena

1. O amplificador operacional (AmpOp) é um componente eletrônico composto por resistências, transistores, capacitores entre outros componentes embutidos em um mesmo encapsulamento. Em condições ideais, AmpOp pode ser representado conforme a figura abaixo.

Figura 2.26 | Representação do AmpOp ideal



Fonte: elaborada pelo autor.

Em relação ao amplificador operacional ideal, avalie as afirmações a seguir:

I. Em um AmpOp ideal, seu ganho diferencial A_d é dado por $v_s = A_d (v_{e+} - v_{e-})$, em que $A_d \rightarrow \infty$.

II. A impedância de entrada é infinita, e a de saída é nula.

III. O ganho de modo comum é zero, ou seja, se $v_{e+} = v_{e-}$, tem-se $v_s = 0$.

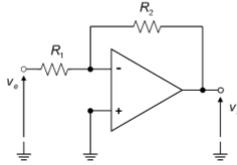
É correto o que se afirma em:

- a) I, apenas.
- b) II, apenas.
- c) I e II, apenas.
- d) II e III, apenas.
- e) I, II e III.

2. Para que um amplificador operacional seja útil no tratamento de sinais, é necessário limitar o seu ganho sem abrir mão das suas características fundamentais.

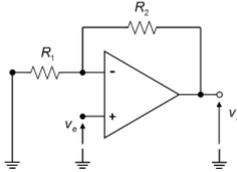
Associe as configurações apresentadas nas figuras de I a IV com as suas funções correspondentes, de 1 a 4.

I.



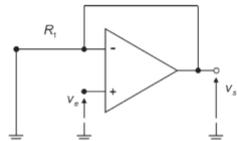
Fonte: elaborada pelo autor.

II.



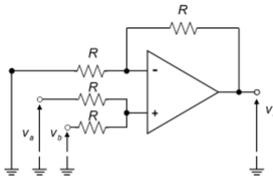
Fonte: elaborada pelo autor.

III.



Fonte: elaborada pelo autor.

IV.



Fonte: elaborada pelo autor.

1. Amplificador não inversor .
2. Amplificador inversor.
3. Amplificador somador não inversor.
4. *Buffer* de tensão.

Assinale a alternativa que contém a sequência correta da associação.

- a) I – 2; II – 1; III – 4; IV – 3.
- b) I – 1; II – 2; III – 4; IV – 3.
- c) I – 2; II – 4; III – 1; IV – 3.
- d) I – 1; II – 2; III – 3; IV – 4.
- e) I – 3; II – 1; III – 4; IV – 2.

3. Em um amplificador operacional (AmpOp) ideal, quando dois sinais da mesma amplitude, frequência e fase são aplicados às entradas inversora e não inversora, eles devem se cancelar e nenhuma saída deve ocorrer.

Nesse contexto, complete as lacunas a seguir:

Para isso acontecer, os canais de entrada do AmpOp deveriam ter exatamente o mesmo ganho. Na prática, porém, não é possível obter ganhos idênticos. A medida do desequilíbrio entre os ganhos de entradas dos AmpOps é a _____ (_____).

Quanto maior for a _____ de um AmpOp, _____ será a taxa de rejeição da parcela de tensão de modo comum na saída.

Agora, assinale a alternativa correta:

- a) taxa de amplificação de modo comum; CMAR; CMAR; melhor.
- b) taxa de rejeição de modo comum; CMRR; CMRR; pior.
- c) taxa de amplificação de modo comum; CMAR; CMAR; pior.
- d) taxa de rejeição de modo comum; CMRR; CMRR; melhor.
- e) taxa de rejeição de modo comum; CMRR; tensão; melhor.

Seção 2.3

Aterramento e blindagem

Diálogo aberto

Quando se trabalha com ganhos muito elevados (em instrumentação é comum trabalhar com ganhos da ordem de 10^3 a 10^4), a indução de tensões da ordem de dezenas de microvolts é suficiente para comprometer o bom funcionamento do sistema. Esse é um tema bastante extenso e complexo, e conhecê-lo é de extrema importância para o profissional que trabalha com sistemas de instrumentação.

Retomando o contexto trabalhado nas duas últimas unidades, você faz parte da equipe técnica de uma empresa que oferece soluções de medição. Em geral, sua equipe lida com serviços de manutenção e reforma de instrumentos e equipamentos de medição.

Mais uma vez, sua equipe precisa trabalhar com células de carga, no entanto, agora lhes foi requisitada a instalação de todo o circuito de instrumentação, não só do circuito captador (sensores). Como vimos na Seção 2.1, para uma maior sensibilidade da célula de carga, os extensores são montados na configuração de ponte de Wheatstone e, como visto na Seção 2.2, é necessário que a saída da ponte seja amplificada e condicionada. Quais cuidados você deve tomar para evitar amplificar sinais de tensão indesejados, como os ruídos?

Para auxiliá-lo nessa tarefa, nesta seção faremos uma abordagem qualitativa de alguns exemplos de acoplamento resistivo, capacitivo e indutivo. E conheceremos, também, algumas formas de reduzir esses efeitos nos circuitos de medição.

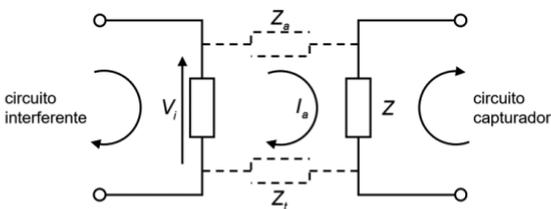
Bons estudos e um ótimo trabalho!

Não pode faltar

O ruído se infiltra nos sistemas de dois modos: **ruído de modo série**: atua em série com a tensão de saída do transdutor sensor primário, ocasionando erros significativos na saída de medição; **ruído de modo comum**: é menos sério, por ocasionar variações iguais dos potenciais em ambos os condutores do circuito de sinal e, dessa forma, o nível da saída de medição não é alterado. Apesar disso, esse tipo de ruído deve ser considerado cuidadosamente, uma vez que pode se transformar em tensões de modo série em algumas circunstâncias. (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2011a)

Os cabos utilizados nos sistemas de instrumentação são essenciais e devem ser escolhidos com cuidado. Normalmente, são elementos de comprimento considerável nos sistemas; sendo assim, atuam como eficientes antenas, irradiando ruído. No circuito da Figura 2.27, a impedância Z faz parte do circuito capturador, no qual idealmente só circulariam correntes relacionadas ao sinal do sensor. A tensão de interferência, V_i , é proveniente de outro circuito elétrico ou da indução eletromagnética em algum circuito interferente. Devido à impedância de acoplamento Z_a e à impedância de terra Z_t , a fonte de tensão interferente induz tensões e correntes no circuito capturador. Se o sistema possuir um bom aterramento, $Z_t \approx 0$. Assim, os requisitos para que haja interferência são: uma fonte externa ao circuito capturador, V_i , uma impedância de acoplamento, Z_a , e uma impedância no circuito capturador, Z , (JONES, 1986). Na prática, Z_a e Z geralmente são impedâncias parasitas (AGUIRRE, 2013).

Figura 2.27 | Esquema geral de acoplamento



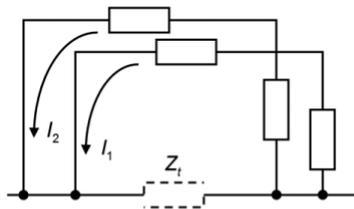
Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 151).



Idealmente, só deveriam circular pelo circuito capturador correntes originadas no sensor (não mostrado na Figura 2.27). Na presença de fontes de tensão de interferência, V_i , e impedâncias parasitas, Z_a e Z , o circuito capturador é afetado pela fonte interferente.

Considere, agora, os circuitos indicados na Figura 2.28, que estão acoplados apenas pelo plano terra, que é compartilhado por ambos. Se a impedância de terra Z_t fosse nula, não haveria acoplamento entre os circuitos, pois a corrente I_1 não induziria tensões no circuito em que circula a corrente I_2 , e vice-versa. Contudo, como a impedância de terra não é nula, quando a corrente I_1 circular por Z_t , surgirá uma tensão elétrica comum aos dois circuitos. O mesmo ocorre quando a corrente I_2 circula por Z_t . Assim, percebemos que os circuitos se encontram acoplados por Z_t . Quando falamos em malhas de terra, em baixa frequência, a propriedade dominante de Z_t é sua resistência elétrica, portanto, a esse acoplamento dá-se o nome de **acoplamento resistivo**.

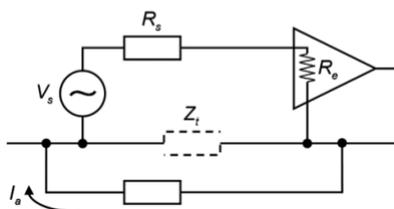
Figura 2.28 | Acoplamento resistivo



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 152).

A representação esquemática de um circuito de instrumentação com esse tipo de acoplamento é mostrada na Figura 2.29. O sensor é indicado pelo seu equivalente de Thévenin (V_s, R_s). O circuito capturador é formado pelo sensor, pelo cabeamento, pela resistência de entrada do circuito amplificador, R_o , e pela impedância de terra, Z_t . A corrente de acoplamento I_a tem sua origem em um circuito interferente e circula no circuito de instrumentação por Z_t .

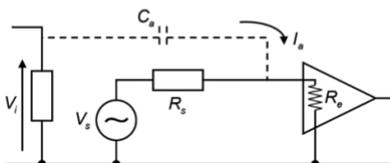
Figura 2.29 | Diagrama esquemático do acoplamento resistivo



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 152).

○ **acoplamento capacitivo**, por sua vez, frequentemente ocorre por meio de capacitâncias parasitas entre um circuito de interferência e o circuito captador, conforme ilustrado na Figura 2.30. O circuito acoplador funciona como um filtro passa-altas composto por C_a e $R_s \parallel R_e$, portanto, tal acoplamento ocorre em altas frequências e em aplicações em que a impedância de entrada é elevada.

Figura 2.30 | Diagrama esquemático do acoplamento capacitivo



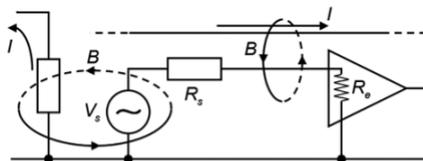
Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 153).

○ O sensor, novamente, é indicado pelo seu equivalente de Thévenin (V_s, R_s). O acoplamento entre o circuito interferente e o circuito captador é a capacitância parasita de acoplamento C_a .

○ **acoplamento indutivo** é muito comum na prática e acontece sempre que os enlaces de fluxo gerados por um circuito estiverem acoplados a um segundo circuito, como ilustrado na Figura 2.28, em que o campo magnético, B , enlaça o circuito captador. Casos típicos desse tipo de interferência ocorrem quando o cabeamento é longo e os cabos de alimentação são dispostos lado a lado com os cabos de sinal, como é o caso do circuito interferente superior na Figura 2.30. Outros exemplos incluem o enlace de fluxo gerado

por circuitos interferentes como motores, transformadores e afins, conforme ilustrado esquematicamente na parte a esquerda da Figura 2.31.

Figura 2.31 | Diagrama esquemático do acoplamento indutivo



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 153).



Pesquise mais

Para uma análise mais aprofundada sobre o acoplamento em sistemas eletrônicos, incluindo uma visão quantitativa dos efeitos do acoplamento no sinal de saída, leia a Seção 4.5.4 do livro *Instrumentação e Fundamentos de Medidas* (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2011a), disponível na nossa Biblioteca Virtual em <<https://biblioteca-virtual.com/detalhes/parceiros/5>>. Acesso em: 18 jun. 2017.

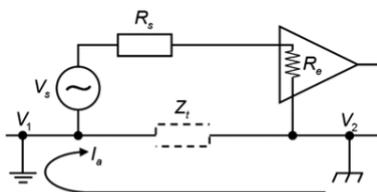
Na prática, dificilmente se sabe qual é a origem do acoplamento em um circuito capturador. Assim, é comum tomar algumas medidas básicas para **redução do efeito de acoplamento elétrico**.

Na Figura 2.27, os dois circuitos têm uma parte em comum, o condutor de terra. Além disso, ambas as malhas estão referenciadas ao mesmo terra. Como vimos, se a parte comum aos dois circuitos não tiver impedância nula, a corrente em uma malha induzirá a tensão na outra. Se todo o condutor de terra estivesse ligado ao mesmo potencial elétrico, não haveria problema. Entretanto, a resistência finita do condutor faz com que as tensões sejam induzidas em um circuito quando a corrente circular no outro.

Veja a situação ilustrada na Figura 2.32. Vamos supor que o condutor esteja aterrado em dois pontos distintos, conforme indicado. A menos que esses pontos estejam rigorosamente no mesmo potencial, ou seja, $V_1 = V_2$, uma corrente circulará pela

malha de terra e, por causa da impedância não nula do condutor de terra, haverá a indução de tensões na malha do sinal. Essa condição é conhecida como *ground loop*.

Figura 2.32 | Acoplamento por impedância de terra



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 154).



Assimile

O laço de terra decorre do aterramento em dois pontos de potenciais elétricos distintos, V_1 e V_2 . O acoplamento ocorre quando a corrente de terra, I_a , percorre a impedância de terra, Z_t , que não é nula.

Perceba que duas condições foram satisfeitas nesse caso: existência de impedância comum à malha de terra e ao circuito de sinal e a existência de uma malha de terra que permite a circulação de corrente.

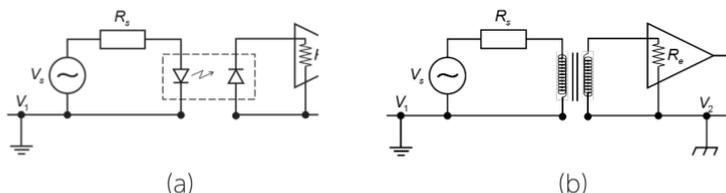
A segunda condição mencionada pode ser mais facilmente eliminada, basta aterrar o circuito capturador em apenas um ponto, uma vez que é impraticável que dois pontos de aterramento estejam exatamente no mesmo potencial elétrico; se um circuito capturador for aterrado em dois pontos, haverá uma malha de terra pela qual circulará alguma corrente.

Portanto, na prática, aterra-se o sistema em apenas um ponto. Assim, quando o terra da alimentação, ou a própria malha de terra, e o terra do circuito de sinal são conectados em apenas um ponto, o que se almeja é eliminar o acoplamento resistivo.

Em casos em que tanto a fonte de sinal quanto o amplificador precisam ser aterrados, a malha de terra pode ser aberta com o uso de desacopladores; como podemos ver na Figura 2.33(a), o laço

de terra é aberto por um desacoplador óptico e, na Figura 2.30(b), por um transformador. Em ambos os casos não há condutividade galvânica entre o circuito do sensor e o estágio amplificador.

Figura 2.33 | Acoplamento por impedância de terra

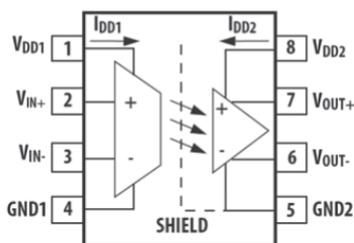


Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 155).

Exemplificando

Uma alternativa é o amplificador de isolamento, em que a descontinuidade galvânica entre entrada e saída e a alimentação é conseguida internamente com fotoacopladores, como é o caso da família ACPL-C78A/C780/C784 (AVAGO TECHNOLOGIES, 2013), projetada para detecção de corrente em drives de motores. Em uma implementação típica, a corrente do motor flui por um resistor externo e a queda de tensão analógica resultante é detectada pelo amplificador de isolamento. Uma tensão de saída diferencial é criada no outro lado da barreira de isolamento óptico do ACPL-C78A/C780/C784, conforme Figura 2.34.

Figura 2.34 | Diagrama funcional dos amplificadores de isolamento ACPL-C78A/C780/C784

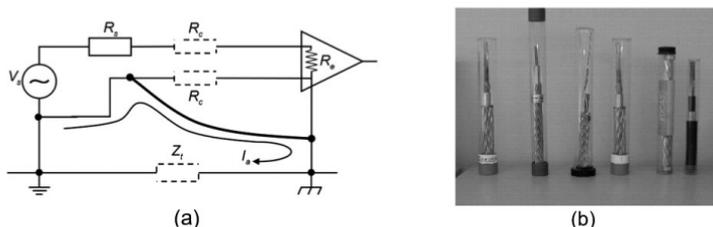


Fonte: Avago Technologies (2013, p. 1).

Tais amplificadores são relativamente caros, e sua faixa de passagem é limitada, 100 kHz, para os amplificadores da família ACPL-C78A/C780/C784.

Uma solução de baixo custo para situações em que tanto o sensor quanto o amplificador devem permanecer aterrados é o uso de cabo de guarda, conforme ilustrado na Figura 2.35(a). A impedância desse cabo, que muitas vezes é uma cordoalha metálica, como visto na Figura 2.35(b), é muito menor que a resistência elétrica, R_c , dos cabos que conectam o sensor ao estágio amplificador. Sendo assim, o cabo de guarda fornece um caminho preferencial para a corrente de terra, I_a , desviando a maior parte dela do circuito captador.

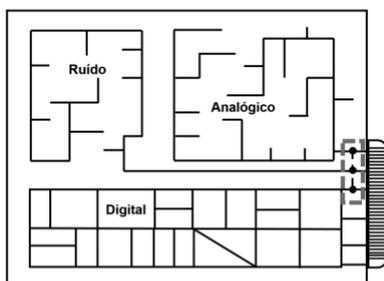
Figura 2.35 | Cabo de guarda: (a) esquema de uso e (b) tipos de cabos



Fonte: (a) adaptada de Aguirre (2013, p. 155) e (b) <https://web.fe.up.pt/~ee98096/cabos_files/image005.jpg>. Acesso em: 18 jun. 2017.

É importante salientar que não é recomendável o uso de “planos de terra” em placas de circuito impresso. Um plano de terra muito próximo das entradas dos amplificadores (operacionais e de instrumentação) cria capacitâncias parasitas que podem influir nos sinais amplificados. No caso de circuitos mistos, com parte analógica e parte digital, sugere-se ter um plano de terra para o circuito digital, compartilhado pelo terra da fonte, e uma trilha de terra para o circuito analógico. Esses terras devem ser conectados um ao outro em apenas um ponto, como destacado na Figura 2.36.

Figura 2.36 | Plano de terra para circuitos mistos

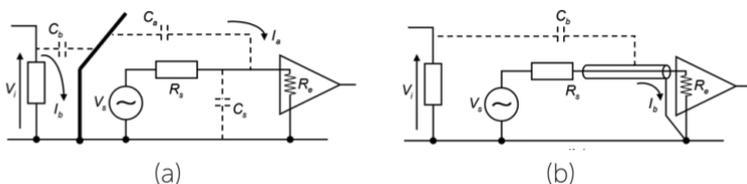


Fonte: elaborada pelo autor.

Uma solução para o problema do acoplamento capacitivo é blindar o circuito capturador, ou partes dele, com blindagens de baixa resistência e baixa indutância, como podemos ver na Figura 2.37(a).

Figura 2.37 | Uso de blindagem eletrostática

(a) blindagem indicada esquematicamente em negrito (b) configuração prática



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 156).

A capacitância entre o circuito interferente e a blindagem é indicada por C_b , e a capacitância de acoplamento, por C_a , que se refere à blindagem para o circuito capturador, não mostrada na Figura 2.35(b). Após a inserção da blindagem, a capacitância total entre o circuito interferente e o capturador é dada pela associação em série entre C_b e C_a , que claramente é menor que antes do uso da blindagem mostrada na Figura 2.28. Uma vez que a blindagem é aterrada, a corrente induzida pelo acoplamento capacitivo é desviada para o terra.

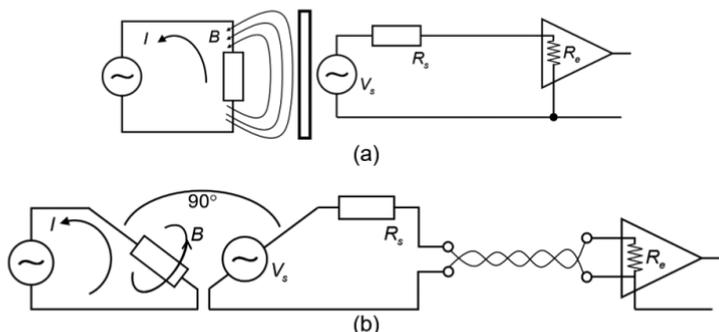


Refleta

A capacitância do circuito capturador para o terra antes do uso da blindagem é C_s . Quando a blindagem é usada aterrada, a capacitância do circuito capturador para o terra passa a ser $C_s + C_a$, pois elas estão em paralelo. O resultado do aumento dessa capacitância é a redução da banda de passagem do circuito capturador. Por quê?

Para reduzir o acoplamento indutivo, também se faz uso da blindagem, como ilustrado na Figura 2.38(a). No entanto, para baixas frequências, como 60 Hz, as blindagens seriam impraticavelmente grossas.

Figura 2.38 | Redução do acoplamento eletromagnético
(a) blindagem contra campos eletromagnéticos (b) par trançado para reduzir o acoplamento



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 157).

Na prática, duas medidas são tomadas para reduzir o acoplamento indutivo. Primeiro, se usa o par trançado para transmitir os sinais. Trançar os fios reduz a indutância mútua, uma vez que os campos magnéticos induzidos pela corrente do laço tendem a se anular, como visto à direita na Figura 2.38(b). Em segundo lugar, se for necessário passar a fiação de circuitos diferentes pelos cabos de sinal, a disposição deve ser ortogonal, à esquerda na Figura 2.38(b).



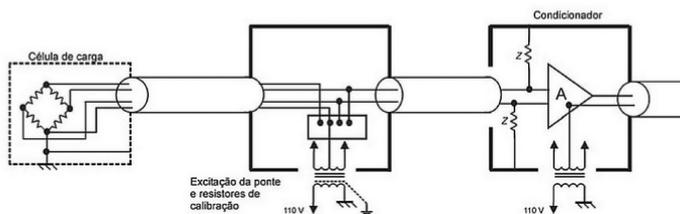
Refleta

Como vimos, para baixas frequências, como a frequência da rede, as blindagens para reduzir o acoplamento indutivo seriam demasiadamente grossas. Por que isso ocorre?

Sem medo de errar

O circuito para uma ponte extensométrica é composto por uma ponte completa, formada por quatro extensômetros de resistência elétrica, além da fonte de excitação. Ela é caracterizada, ainda, por dois diferentes invólucros conectados, como visto na Figura 2.39.

Figura 2.39 | Circuito básico para uma ponte extensométrica



Fonte: Balbinot e Brusamarello (2011a, p. 185).

Esse circuito deve possuir blindagem de guarda. Podemos considerar, também, que haverá uma diferença de potencial entre a superfície testada pela célula de carga e o aterramento da saída do circuito de instrumentação. Como vimos, se o elemento não tiver aterrado ao elemento sob teste, essa diferença de potencial será adicionada ao sinal de entrada, e isso é intensificado se houver apenas um extensômetro ativo na célula de carga.

Para lidar com esse tipo de interferência, você sabe que a melhor proteção é aterrar a ponte na estrutura da célula de carga e conectá-la à blindagem de guarda, como o que vimos na Figura 2.33.

Uma ponte extensométrica requer muitos condutores para excitação, sinal, blindagem de guarda, entre outros. É necessário um grupo de condutores para cada sinal, ainda que a blindagem não possua emendas ou conexões intermediárias.

É importante tomar alguns cuidados para reduzir o acoplamento indutivo, como utilizar par trançado para transmitir os sinais e dispor ortogonalmente a fiação de circuitos diferentes, como sugerido na Figura 2.36.

Avançando na prática

Uso de anéis de guarda

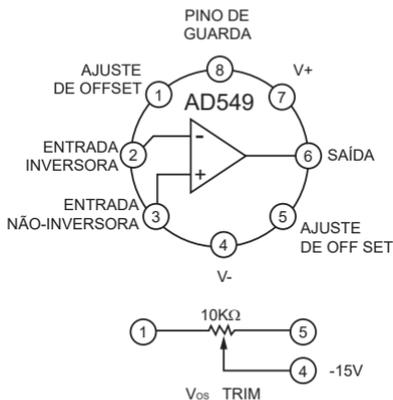
Descrição da situação-problema

Um eletrômetro é um instrumento elétrico para medir a carga elétrica ou a diferença de potencial elétrico. O AD549 (ANALOG

DEVICES, 2008) é um amplificador operacional adequado para aplicações que requerem uma corrente entrada muito baixa e uma baixa tensão de *offset*, por isso é usado, entre outras aplicações, na construção dos eletrômetros.

A disposição dos pinos do AmpOp, disponível no seu *data sheet*, pode ser vista na Figura 2.40.

Figura 2.40 | Diagrama de conexão do AD549



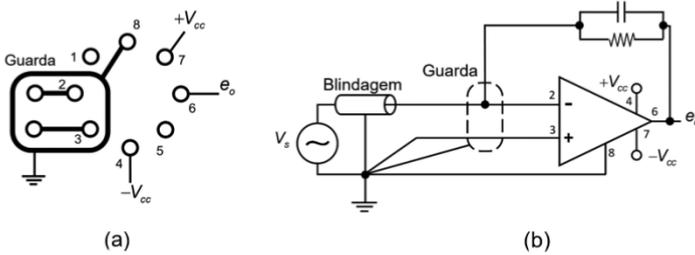
Fonte: Analog Devices (2008, p. 1).

Em razão da disposição dos pinos do dispositivo, o efeito das tensões de alimentação $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$ é assimétrico, de modo que o campo elétrico entre os pinos 4 e 7 afetará os pinos de entrada 2 e 3 de maneira diferente. O que fazer em casos como esse?

Resolução da situação-problema

Para amenizar os efeitos do campo elétrico gerado entre os pinos de alimentação 4 e 7 nos pinos de entrada 2 e 3, uma solução é colocar um anel de guarda, aterrado, envolvendo os pinos de entrada. No caso de amplificadores operacionais com encapsulamento metálico, este também pode ser conectado ao anel de guarda. As ilhas de soldagem na placa de circuito impresso e o anel de guarda circundando as entradas do AmpOp podem ser vistos na Figura 2.41(a). O circuito com o sensor, a blindagem, o anel de guarda e carcaça do AmpOp aterrados no mesmo ponto são mostrados na Figura 2.41(b).

Figura 2.41 | Amplificador operacional de correntes muito baixas
 (a) diagrama de conexão do AD549 (b) esquemático de circuito com o AD549



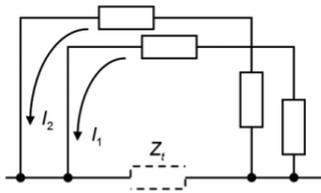
Fonte: (a) adaptada de Aguirre (2013, p. 158). (b) adaptada de Analog Devices (2008, p. 11).

Faça valer a pena

1. Quando se trabalha com ganhos muito elevados, a indução de tensões da ordem de dezenas de microvolts é suficiente para comprometer o bom funcionamento do sistema.

Considere os circuitos indicados na figura, que estão acoplados apenas pelo plano terra, que é compartilhado por ambos.

Figura 2.42 | Acoplamento resistivo



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 152).

Nesse contexto, avalie as seguintes asserções e a relação proposta entre elas.

I. Se a impedância de terra Z_i for nula, não haverá acoplamento entre os circuitos.

PORQUE

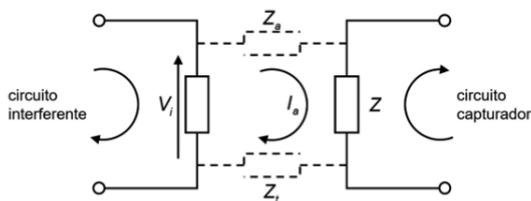
II. A corrente I_1 não induzirá tensões no circuito em que circula a corrente I_2 , e vice-versa.

A respeito dessas asserções, assinale a opção correta.

- a) As asserções I e II são proposições verdadeiras, e a II é justificativa da I.
- b) As asserções I e II são proposições verdadeiras, mas a II não é uma justificativa da I.
- c) A asserção I é uma proposição verdadeira, e a II é uma proposição falsa.
- d) A asserção I é uma proposição falsa, e a II é uma proposição verdadeira.
- e) As asserções I e II são proposições falsas.

2. Considere que o acoplamento entre circuitos pode ser representado pela impedância entre condutores.

Figura 2.43 | Esquema geral de acoplamento



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 151).

No circuito da figura, Z é a impedância do circuito captador; V_i é a tensão de interferência; Z_a , a impedância de acoplamento; e Z_t é a impedância de terra.

Nesse contexto, avalie as afirmações a seguir:

- I. Idealmente, no circuito captador, só circulam correntes relacionadas ao sinal do sensor.
- II. V_i é proveniente do circuito captador.
- III. Devido à impedância de acoplamento Z_a e à impedância de terra Z_t , a fonte de tensão interferente induz tensões e correntes no circuito captador.

É correto o que se afirma em:

- a) I, apenas.
- b) III, apenas.
- c) I e III, apenas.
- d) I e II, apenas.
- e) I, II e III.

3. Existem algumas medidas geralmente aceitas como eficazes na redução do efeito de acoplamento elétrico. Na prática, dificilmente se sabe qual é a origem do acoplamento em um circuito capturador. Assim, é comum tomar algumas medidas básicas para reduzir os acoplamentos resistivo, capacitivo e indutivo.

Associe os métodos de desacoplamento, listados de 1 a 5, com os tipos de acoplamentos: R – resistivo, C – capacitivo e I – indutivo.

1. Desacoplador óptico.
 2. Transformador como desacoplador.
 3. Blindagem eletrostática.
 4. Cabo de guarda.
 5. Uso de par trançado.
- a) 1 – R; 2 – R; 3 – C; 4 – R; 5 – I.
- b) 1 – R; 2 – I; 3 – R; 4 – I; 5 – I.
- c) 1 – C; 2 – C; 3 – C; 4 – R; 5 – C.
- d) 1 – I; 2 – R; 3 – C; 4 – I; 5 – C.
- e) 1 – R; 2 – C; 3 – I; 4 – R; 5 – R.

Referências

AGUIRRE, Luis Antônio. **Fundamentos de instrumentação**. São Paulo: Pearson Education, 2013.

ANALOG DEVICES. **AD549 Data sheet**. Norwood – MA, USA. Analog Devices. 2008. Disponível em <<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD549.pdf>>. Acesso em: 21 jun. 2017.

_____. **AD620 Data sheet**. Norwood – MA, USA. Analog Devices. 2017. Disponível em <<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD620.pdf>>. Acesso em: 28 maio 2017.

AVAGO TECHNOLOGIES. **ACPL-C78A, ACPL-C780, ACPL-C784 Miniature Isolation Amplifiers Data sheet**. Avago Technologies. 2013. Disponível em <<https://docs.broadcom.com/docs/AV02-1436EN>>. Acesso em: 18 jun. 2017.

BALBINOT, Alexandre; BRUSAMARELLO, Valner João. **Instrumentação e Fundamentos de Medidas**: v. 1. 2. ed. Rio de Janeiro: Ltc, 2011a. 385 p.

BALBINOT, Alexandre; BRUSAMARELLO, Valner João. **Instrumentação e Fundamentos de Medidas**: v. 2. 2. ed. Rio de Janeiro: Ltc, 2011b. 492 p.

JONES, Brian K. **Electronics for experimental and research**: Londres: Prentice Hall International, 1986.

WENDLING, Marcelo. **Amplificadores Operacionais**: Versão 2.0. Guaratinguetá: Universidade Estadual Paulista, 2010.

Sensores

Convite ao estudo

Caro aluno, daremos continuidade aos nossos estudos, conhecendo um pouco mais sobre os sensores utilizados nos sistemas de medição. Os sensores são uma classe de transdutores. Eles são capazes de “sentir” as variáveis físicas, como o movimento, a temperatura e a pressão, e transformar essas grandezas em sinais elétricos.

Em geral, qualquer dispositivo que tenha alguma propriedade física que varie em função de uma grandeza física pode ser utilizado com um transdutor na medição de um mensurando. O objetivo desta unidade é descrever alguns materiais e dispositivos que tenham determinadas propriedades que variem com grandezas de interesse. A lista de dispositivos e sensores descritas aqui, apesar de não ser grande, permitirá que você entenda os princípios básicos relacionados aos problemas de medição e compreenda o funcionamento dos instrumentos em geral.

Na primeira seção, focaremos apenas nos sensores resistivos e algumas das suas diversas aplicações. Já na segunda seção, apresentaremos sensores capacitivos, indutivos, piezoelétricos e piroelétricos. Por fim, na última seção, falaremos de sensores bimetálicos e de efeito Hall.

Nesse contexto, imagine que você trabalha como profissional responsável por toda a parte elétrica e pela automação em um laboratório de pesquisa científica que atua com metalurgia. Em muitos momentos, será exigido que você proponha soluções criativas e, sobretudo, de baixo custo para resolver certas necessidades do laboratório.

Para que essa tarefa seja executada com qualidade e domínio, fique atento aos conceitos que serão apresentados nesta unidade.

Não perca o foco e um ótimo estudo!

Seção 3.1

Sensores resistivos

Diálogo aberto

Diversos são os sensores resistivos, nos quais a variação da resistência elétrica é explorada para construir instrumentos/equipamentos de medida. A configuração geométrica ou molecular do material varia, fazendo com que sua resistência também varie, proporcionalmente, quando uma variável física é aplicada.

Retomando o nosso contexto, você é o profissional responsável pela elétrica e pela automação em um laboratório de pesquisa científica que trabalha com metalurgia. Nos processos metalúrgicos, em geral, é necessário que os metais sejam submetidos a um tratamento térmico, que consiste em um conjunto de operações de aquecimento e resfriamento com o objetivo de alterar propriedades dos metais adequando-os a determinadas aplicações na engenharia. O processo todo ocorre sob condições controladas de temperatura, tempo, atmosfera e velocidade do aquecimento e do resfriamento. Com o tratamento térmico, é possível aumentar a resistência mecânica, diminuir o risco de desgaste e corrosão, além de aumentar ou diminuir a dureza e modificar as propriedades elétricas e magnéticas dos metais.

No tratamento térmico de alguns metais, a temperatura no forno pode chegar até **800°C**. Os fornos presentes no mercado, que fornecem esse calor, geralmente têm tamanhos muito grandes para aplicações de pesquisa científica e são, também, bastante caros. Por isso foi requisitado que você construa um forno com as dimensões adequadas para o seu laboratório.

No processo de tratamento térmico, o controle de temperatura é muito importante. Nessa etapa, você precisa decidir que tipo de sensor usar para medir e realizar um controle preciso da temperatura.

Para auxiliá-lo nessa tarefa, nesta seção apresentaremos alguns sensores resistivos e suas aplicações.

Espero que esteja animado!

Não pode faltar

Nos **sensores resistivos**, a variação de resistência é convertida em uma variação de tensão, utilizando um circuito resistivo. Esse tipo de circuito utiliza uma fonte de tensão separada para a geração do sinal. Dentre os sensores resistivos, podemos citar potenciômetros, extensômetros (*strain gauge*), termômetro resistivo, termistor, sensor higroscópio e nariz eletrônico.

Nesta seção, conheceremos materiais e dispositivos para os quais $R(t) = h[x(t), x_{e_1}(t), x_{e_2}(t), \dots]$, (3.1)

em que R é a resistência elétrica em ohms (Ω), como vimos na Unidade 1, $x(t)$ é a entrada que representa a grandeza que desejamos medir, e $x_{e_i}(t)$ são as entradas espúrias.



Exemplificando

Se, para um determinado material, $x(t)$ for a temperatura, por exemplo, esse tipo de material pode ser usado, em teoria, para construir um sensor de temperatura. Falando de uma maneira simples, se a resistência elétrica de um determinado dispositivo varia com a temperatura T , então, se formos capazes de medir a resistência desse dispositivo, será possível obter uma estimativa da temperatura a que ele está sujeito, uma vez que

$$\begin{aligned} R(t) &\approx h[T(t)], \\ T(t) &\approx h^{-1}[R(t)], \end{aligned} \quad (3.2)$$

em que h mapeia a temperatura em resistência elétrica.

A **resistividade** dos materiais é uma propriedade muito importante para a instrumentação e é definida como

$$\rho = \frac{E}{J}, \quad (3.3)$$

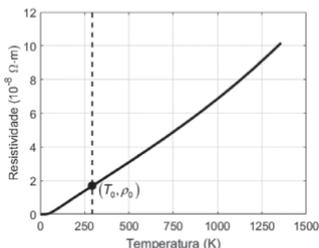
em que ρ é a resistividade ($\Omega \cdot m$), E é o campo elétrico (V/m) e J é a densidade de corrente (A/m^2). As grandezas E e J são vetores, mas, devido à geometria da maioria dos sensores do nosso interesse, podemos considerar apenas os módulos dessas grandezas. Os valores da maioria das grandezas físicas variam com a temperatura,

e a resistividade não é exceção. A relação entre a resistividade e a temperatura para os metais, em geral, é quase linear em uma larga faixa de temperaturas, como pode ser visto para o cobre na Figura 3.1, possibilitando escrever a seguinte fórmula empírica, bastante adequada para a maioria das aplicações práticas:

$$\rho = \rho_0 [1 + \alpha (T - T_0)], \quad (3.4)$$

em que ρ_0 é o valor da resistividade à temperatura de referência T_0 , e α é o coeficiente de temperatura da resistência.

Figura 3.1 | Resistividade do cobre em função da temperatura



Fonte: adaptada de Matula (1979, p. 1.161).

É comum encontrar como temperatura de referência $T_0 = 0^\circ\text{C}$ ou $T_0 = 20^\circ\text{C}$, na Figura 3.1 o ponto assinala a temperatura de $T_0 = 293\text{ K}$ ou $T_0 = 20^\circ\text{C}$. A Tabela 3.1 representa a resistividade de alguns materiais mais usuais.

Tabela 3.1 | Resistividade e coeficiente de temperatura de alguns materiais a 20°C

Material	Resistividade	Coeficiente de temperatura	
	ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	α (K^{-1})	$\frac{R}{R_0} \%/^\circ\text{C}$
Prata	$1,62 \cdot 10^{-8}$	$4,1 \cdot 10^{-3}$	0,38
Cobre	$1,69 \cdot 10^{-8}$	$4,3 \cdot 10^{-3}$	0,39
Alumínio	$2,75 \cdot 10^{-8}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$	0,36
Tungstênio	$5,25 \cdot 10^{-8}$	$4,5 \cdot 10^{-3}$	
Silício puro	$2,5 \cdot 10^3$	$-70 \cdot 10^{-3}$	
Silício tipo-n*	$8,7 \cdot 10^{-4}$		
Silício tipo-p**	$2,8 \cdot 10^{-3}$		
Vidro	$10^{10} - 10^{14}$		
Quartzo	$\sim 10^{16}$		
Carbono	$3,496 \cdot 10^{-5}$		

* Silício puro dopado com impurezas fosfóricas com densidade de portadores de 10^{23} m^{-3} .

** Silício puro dopado com impurezas de alumínio com densidade de portadores de 10^{23} m^{-3} .

Fonte: Halliday et al. (2016, p. 147).

O que torna a resistividade de um material tão relevante em problemas de instrumentação é que ela varia com algumas grandezas que se deseja medir, de forma quantificável e repetitiva (AGUIRRE, 2013). Estudaremos, nesta seção, sensores cujo princípio de funcionamento é resistivo, ou seja, a resistividade do material usado na construção do sensor, ou a própria resistência do sensor, será utilizada como princípio de medição.

Uma grandeza associada à resistividade é a resistência elétrica, que é propriedade de uma amostra do material e não do material em si. Em outras palavras, podemos dizer que uma substância possui resistividade, uma amostra possui resistência. Considere um elemento de comprimento L , área transversal constante A , feito de um material de resistividade ρ , sobre o qual é aplicada uma diferença de potencial elétrico V . Se as linhas que formam a densidade de corrente forem uniformes, o campo elétrico será $E = V/L$ e a densidade de corrente, $J = i/A$, de modo que a resistividade elétrica, dada pela equação (3.3), torna-se:

$$\rho = \frac{E}{J} = \frac{V/L}{i/A} \tag{3.5}$$

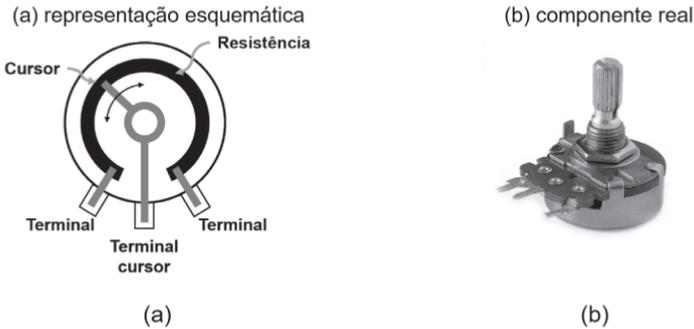
$$\rho = \frac{V}{i} \frac{A}{L} = R \frac{A}{L}$$

com a resistência elétrica do elemento definida com $R = V/i$. Portanto, a equação (3.5) relaciona a resistividade do material usado para formar um elemento com a resistência elétrica desse elemento e suas dimensões geométricas. Além disso, como vimos na Tabela 3.1 a resistividade varia com a temperatura, de modo que podemos escrever que

$$R(t) = h[\rho, T, L, A] \tag{3.6}$$

Apresentaremos, a seguir, alguns sensores que podem ser descritos genericamente por (3.6). Nos **potenciômetros**, não é a resistividade do material que varia. Um potenciômetro é basicamente um elemento resistivo cuja resistência elétrica varia com a posição do cursor, como visto na Figura 3.2(a).

Figura 3.2 | Potenciômetro



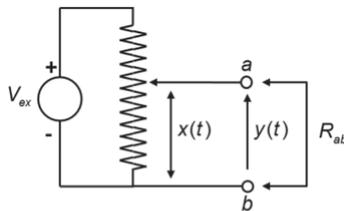
Fonte: (a) elaborada pelo autor; (b) <<https://de.wikipedia.org/wiki/Datei:Potentiometer.jpg>>. Acesso em: 10 jul. 2017.

A Figura 3.3 apresenta o diagrama elétrico de um potenciômetro usado para medição de posição. É fácil notar que a resistência elétrica entre os pontos a e b , dada por R_{ab} , depende da posição $x(t)$, em que é feito o contato entre o elemento resistivo principal e o cursor; portanto, tal variável deve ser incluída entre as variáveis independentes de (3.6), de modo que

$$R(t) = h[\rho, T, L_{ab}(x), A] \tag{3.7}$$

em que $x(t)$ foi incluído como argumento do comprimento da resistência R_{ab} , uma vez que a resistência vista entre os pontos a e b depende da posição do cursor e, portanto, esse valor de resistência pode ser utilizado como indicação da posição $x(t)$.

Figura 3.3 | Circuito com potenciômetro para medição da posição $x(t)$



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 167).

Se considerarmos a resistividade ρ , a temperatura T e a área A constantes no ponto de operação (ρ_o, T_o, A_o), é possível escrever

$$\begin{aligned} R_{ab}(x) &= h_o [x(t)] \\ x(t) &= h_o^{-1} [R_{ab}] \end{aligned} \quad (3.8)$$

A relação (3.8) indica que, se for possível obter uma indicação para o valor da resistência elétrica R_{ab} , e se h^{-1} for conhecida, pode-se obter uma indicação para o mensurando, nesse caso, a posição $x(t)$. Agora, supondo que, em vez de termos uma indicação de R_{ab} , tivermos uma indicação da tensão $y(t)$, então teríamos

$$R_{ab} [x(t)] = \frac{y(t)R}{V_{ex}} \quad (3.9)$$

sendo R a resistência total do potenciômetro. Se V_{ex} e R forem conhecidos, observa-se, em (3.8) e (3.9), que o potenciômetro pode ser usado para inferir a posição $x(t)$ com base na tensão $y(t)$, pois

$$x(t) = h_o^{-1} \left[\frac{y(t)R}{V_{ex}} \right] \quad (3.10)$$



Assimile

A indicação de $x(t)$ depende da fonte, V_{ex} , que alimenta o potenciômetro, e da temperatura ambiente, que afeta a resistência R .

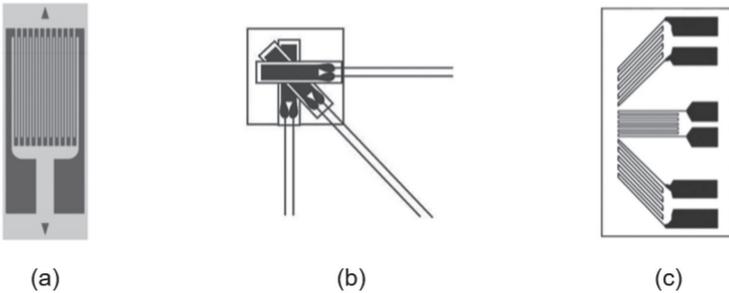
A curva de calibração obtida, h_o , é específica para os valores verificados durante a calibração (ρ_o, T_o, A_o). Ainda que, em muitos casos, seja razoável supor que ρ e A não desviam significativamente de seus valores nominais, o mesmo não é verificado em relação à temperatura.

Os **extensômetros** ou *strain gauges* são dispositivos resistivos cuja resistência varia com a sua deformação. A Figura 3.4(a) mostra um extensômetro unidimensional. Note que, devido à forma em

que esse extensômetro é construído, ele é muito mais sensível a deformações longitudinais que a transversais. Nas Figura 3.4(b) e Figura 3.4(c), temos exemplos de extensômetros sensíveis a deformações em mais de uma direção.

Figura 3.4 | Extensômetros

(a) sensível a deformações longitudinais, (b) e (c) sensíveis a deformações em mais de uma direção.

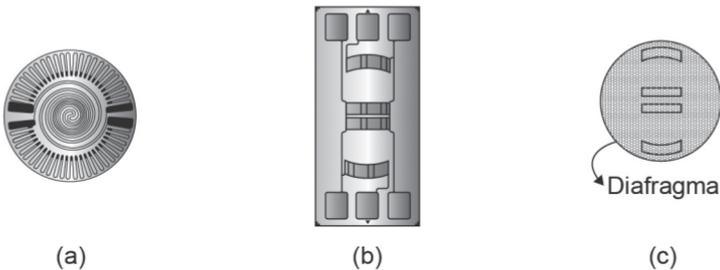


Fonte: Aguirre (2013, p. 169).

Existem também as rosetas, ilustradas na Figura 3.5, que são extensômetros com configuração circulares, apropriadas para a medição da deformação de diafragmas, por exemplo, em transdutores de pressão.

Figura 3.5 | Rosetas de extensômetros

(a) e (b) para fixação em diafragma circular e em (c) diagrama esquemático do diafragma circular.



Fonte: Aguirre (2013, p. 169).

Os extensômetros são elementos resistivos construídos de maneira a maximizar a variação de resistência com a deformação. A descrição matemática, (3.6), também pode ser usada para

descrever o princípio de funcionamento do extensômetro. Nela fica evidente que a resistência de um elemento depende também dos seus aspectos geométricos, como comprimento e área da seção transversal. Ao deformar o elemento, é preciso avaliar qual é o respectivo efeito sobre a sua resistência, ou seja, é preciso quantificar as variações de cada grandeza em relação à função h , ou seja, $\frac{\partial h}{\partial \rho}$, $\frac{\partial h}{\partial T}$, $\frac{\partial h}{\partial L}$ e $\frac{\partial h}{\partial A}$.



Refleta

Para o extensômetro, que tipo de entrada seria considerada a temperatura?

Ao deformar o elemento, a variação da temperatura é desprezível, então a variação de resistência resultante da variação de temperatura $\partial R(t)/\partial T$, provocada pela deformação efetuada, pode ser desconsiderada. Assim, a variação de resistência resultante da variação simultânea de ρ , L e A , de acordo com as regras de derivação parcial, (AGUIRRE, 2013) é

$$\begin{aligned}\partial R &= \frac{\partial h}{\partial \rho} \delta \rho + \frac{\partial h}{\partial L} \delta L + \frac{\partial h}{\partial A} \delta A \\ \partial R &= \frac{A(\rho \delta L + L \delta \rho) - \rho L \delta A}{A^2}\end{aligned}\tag{3.11}$$

em que δx , sendo x qualquer variável da equação, indica uma pequena variação de uma variável x em torno de um valor nominal qualquer, a dependência com o tempo foi omitida e $h = \rho L/A$. A variação relativa da resistência é dada por

$$\frac{\partial R}{R} = \frac{\partial L}{L} (1 + 2\nu) + \frac{\partial \rho}{\rho}\tag{3.12}$$

em que ν é o coeficiente de Poisson, que para todos os materiais é uma constante entre 0 e 0,5. Normalizando (3.12) em relação à deformação relativa do comprimento, $\partial L/L$, temos que

$$\frac{\partial R/R}{\partial L/L} = 1 + 2\nu + \frac{\partial \rho/\rho}{\partial L/L} \quad (3.13)$$

em que o termo ao lado esquerdo da igualdade é denominado fator do extensômetro (ou *gauge fator* (GF), em inglês). Em (3.13), o número 1 corresponde à variação de resistência devido à variação do comprimento, 2ν corresponde à variação da resistência causada pela variação da área e, por fim, o último termo da direita é a variação de resistência causada pelo efeito piezorresistivo, ou seja, é a variação de resistividade decorrente da deformação.

Há basicamente dois tipos de extensômetros: os metálicos e os semicondutores. Os primeiros são mais lineares e com maior precisão em relação aos dispositivos semicondutores. Os extensômetros são afixados permanentemente em estruturas metálicas, conhecidas como células de carga. Eles são fabricados em uma ampla faixa de valores de resistência, tipicamente entre 120Ω e 1000Ω .

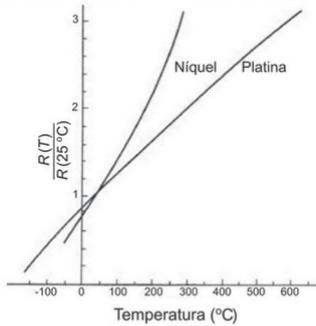
No caso do extensômetro, a temperatura é uma entrada espúria. Mas seria natural supor, analisando (3.6), que seja possível desenvolver sensores que explorem a dependência entre a resistência $R(t)$ e a temperatura $T(t)$ para efetuar a medição desta última. Nesse caso, o ideal é que $\partial h/\partial T$ seja elevado e constante, para garantir uma boa linearidade, e que o dispositivo seja o mais insensível possível em relação às entradas espúrias, de modo que:

$$\frac{\partial h}{\partial \rho} \approx \frac{\partial h}{\partial L} \approx \frac{\partial h}{\partial A} \approx 0.$$

Se essas condições forem satisfeitas, é possível calibrar um sistema capaz de medir variações de resistência elétrica para indicar a temperatura. Esses dispositivos são chamados de **termorresistências** e podem ser feitos tanto de materiais condutores, quanto de semicondutores. Os sensores condutores são chamados de RTDs (do inglês *resistance temperature detector*) e os sensores condutores são chamados termistores.

O gráfico na Figura 3.6 mostra o efeito do aumento da resistência com o aumento da temperatura na platina e no níquel.

Figura 3.6 | Efeito do aumento da resistência com o aumento da temperatura para a platina e o níquel



Fonte: Franchi (2015, p. 77).

A variação da resistência em função de temperatura pode ser dada por uma aproximação linear em torno de um ponto de operação T_o , de modo que

$$R(t) = R_o [1 + \alpha_1 T(t)] \tag{3.14}$$

em que R_o é a resistência do dispositivo na temperatura de operação T_o . Ao observar a Figura 3.6, podemos afirmar que uma aproximação linear para a curva da platina pode ser suficiente, mas, em casos como Níquel, pode ser necessário aumentar a ordem da aproximação da variação da resistência em função de temperatura para uma aproximação quadrática, assim,

$$R(t) = R_o [1 + \alpha_1 T(t) + \alpha_2 T(t)^2] \tag{3.15}$$

De acordo com a precisão necessária para medição, podem ser utilizadas ordens maiores que as quadráticas, uma expressão geral é dada por:

$$R(t) = R_o [1 + \alpha_1 T(t) + \alpha_2 T(t)^2 + \dots + \alpha_n T(t)^n] \tag{3.16}$$

Um dos metais para os quais h é mais linear é a platina, razão pela qual as termorresistências do tipo Pt100 são tão comuns. Um RTD do tipo Pt100 é constituído por um elemento de platina com dimensões tais que, a $0\text{ }^\circ\text{C}$, sua resistência elétrica é igual a $100,00\ \Omega$.



Assimile

Tanto os extensômetros quanto os RTDs são sensores com resistência elétrica variável. No entanto, é importante salientar que a variação da resistência no caso de RTDs é significativamente maior do que no caso dos extensômetros. Sendo assim, ao usar RTDs para medição de temperatura, é possível trabalhar com valores de amplificação mais baixos. Por outro lado, a relação tensão – temperatura de um sistema que usa um RTD conectado a um dos braços de uma ponte de Wheatstone será menos linear do que a relação tensão por unidade de deformação no caso de ser usado um extensômetro. (AGUIRRE, 2013)



Pesquise mais

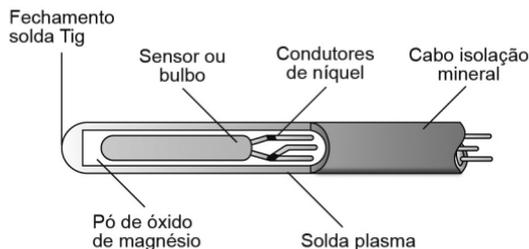
Mencionamos aqui os termistores, dispositivos semicondutores usados na medição de temperatura. Saiba mais sobre eles em uma rápida leitura na Seção 7.1.5 do livro *Fundamentos de Instrumentação* (AGUIRRE, 2013), disponível na nossa biblioteca virtual em: <<https://biblioteca-virtual.com/detalhes/parceiros/9>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

Sem medo de errar

Uma parte muito importante no projeto do controle de temperatura de um forno é o sensor de temperatura. O forno que você está construindo para o laboratório de pesquisas em metalurgia pode atingir temperaturas em torno de **800°C**.

Como vimos, o sensor Pt-100 é um tipo de termorresistência que mede a temperatura pela correlação da sua resistência elétrica com a temperatura. A maioria desses sensores é feita a partir de uma espiral de fio fino, montada num suporte cerâmico ou de vidro. Esses sensores possuem natureza frágil e necessitam ser instalados em bainhas protetoras, como visto na Figura 3.7.

Figura 3.7 | Bainha protetora do Pt-100



Fonte: <<http://www.ecil.com.br/temperatura-industrial/sensores-pt100/>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

O seu baixo custo, aliado ao alto desempenho, torna-o uma excelente escolha para medir temperatura em muitas aplicações, particularmente nas que apresentam menores tolerâncias, como nesse caso. É importante ressaltar que, em temperaturas acima de 450 °C, a platina torna-se mais e mais suscetível à contaminação, e qualquer componente metálico deve ser visto como uma fonte potencial de impurezas. Por isso, os materiais devem ser muito mais limpos. Normalmente são usadas bainhas de quartzo e alumina de alta pureza, que também recebem tratamento especial. Existem termistores de bainha metálica, fabricados com cuidados especiais que podem ser usados até 650 °C, geralmente como padrões de trabalho na calibração.

A variação da resistência do Pt-100 em relação à temperatura pode ser vista na Tabela 3.2, de forma resumida.

Tabela 3.2 | Bainha protetora do Pt-100

T (°C)	R (Ω)
-200	18,52
-100	60,26
0	100,00
100	138,51
200	175,86
300	212,05
400	247,09
500	280,98
600	313,71

700	345,28
800	375,70
850	390,48

Fonte: adaptada de DIN IEC 751 (2000)

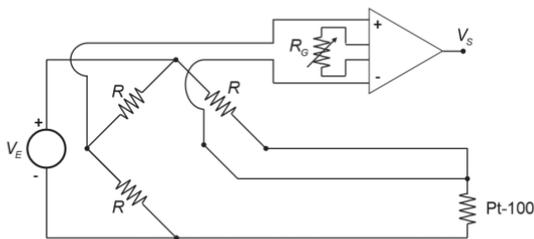
Segundo o DIN IEC 751 (2000), a relação de conversão para o Pt-100 para o intervalo de 0 a **850°C** é dada por

$$R = Pt(1 + 3,90802 \cdot 10^{-3}T - 0,580195 \cdot 10^{-6}T^2) ,$$

em que R é a resistência em Ohms, Pt é o valor ôhmico a zero graus, no caso, como se pode ver na Tabela 3.2, $Pt = 100 \Omega$ e T é a temperatura.

Para tratar e amplificar o sinal obtido com o sensor Pt-100, você emprega várias técnicas que aprendeu até agora e propõe uma combinação entre uma ponte de Wheatstone com sensor ligado a três fios e um amplificador de instrumentação, como indicado na Figura 3.8.

Figura 3.8 | Circuito proposto para medição de temperatura no forno



Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 3.8, V_E é a fonte de alimentação, R são os resistores da ponte, R_G é o resistor de ganho do amplificador de instrumentação, Pt-100 representa a termorresistência usada e V_S é a tensão de saída que indicará a temperatura do forno.

Sensor potenciométrico de medição de nível de água

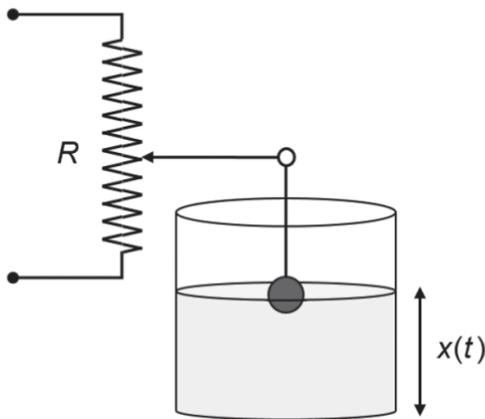
Descrição da situação-problema

Imagine que você desenvolva sistemas automáticos para pequenos agricultores. Você precisa desenvolver um sistema de irrigação automático e, para uma etapa desse sistema, é necessário fazer o controle de nível de um tanque de água. Como fazer isso de uma maneira simples e barata? A saída do seu circuito deve ser linear.

Resolução da situação-problema

Sua primeira medida foi definir o uso de um potenciômetro em conjunto com uma boia, como pode ser visto na Figura 3.9, para medir o nível da água.

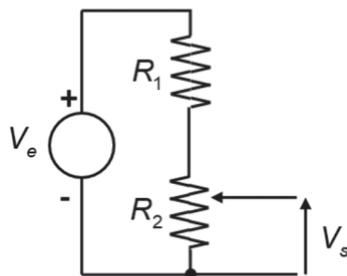
Figura 3.9 | Sensor potenciométrico de medição do nível de água



Fonte: elaborada pelo autor.

A resistência muda linearmente de 0 a $2 \text{ k}\Omega$ com o nível de água, que se altera de 0 a 2 m. Uma alternativa seria usar o potenciômetro em série com um resistor R_1 , alimentados por uma fonte de tensão, como na Figura 3.10.

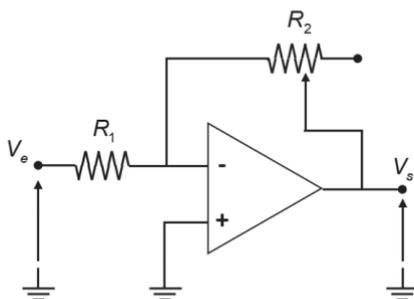
Figura 3.10 | Circuito divisor de tensão com potenciômetro



Fonte: elaborada pelo autor.

Nesse caso, $V_s = \frac{R_2 - R_x}{R_1 + R_2} V_e$. Porém, note que a saída V_s não é linear com a variação da resistência R_2 . Para resolver essa exigência, associe o potenciômetro com um amplificador inversor, como na Figura 3.11.

Figura 3.11 | Circuito amplificador inversor com potenciômetro



Fonte: elaborada pelo autor.

Agora, $V_s = -\frac{R_x}{R_1} V_e$, uma boa escolha para R_1 é fazê-lo igual ao valor máximo de R_2 .

Faça valer a pena

1. A resistividade dos materiais é uma propriedade muito importante para a instrumentação, e é definida como $\rho = \frac{E}{J}$, em que ρ é a resistividade ($\Omega \cdot m$), E é o campo elétrico (V/m) e J é a densidade de corrente (A/m^2). Considerando esse contexto, avalie as seguintes asserções e a relação proposta entre elas.

I. A resistividade de um material é relevante em problemas de instrumentação

PORQUE

II. Ela varia com algumas grandezas físicas, que se deseja medir, de forma quantificável e repetitiva.

A respeito dessas asserções, assinale a opção correta.

- a) As asserções I e II são proposições verdadeiras, e a II é uma justificativa da I.
- b) As asserções I e II são proposições verdadeiras, mas a II não é uma justificativa da I.
- c) A asserção I é uma proposição verdadeira, e a II é uma proposição falsa.
- d) A asserção I é uma proposição falsa, e a II é uma proposição verdadeira.
- e) As asserções e II são proposições falsas.

2. Uma grandeza associada à resistividade é a resistência elétrica, que é propriedade de uma amostra do material e não do material em si. Em outras palavras, podemos dizer que uma substância possui resistividade, e uma amostra possui resistência.

Nesse contexto, avalie as afirmações a seguir.

I. Um potenciômetro é basicamente um elemento resistivo cuja resistividade varia com a posição de um cursor.

II. Os extensômetros são elementos resistivos construídos de maneira a maximizar a variação de resistência com a deformação.

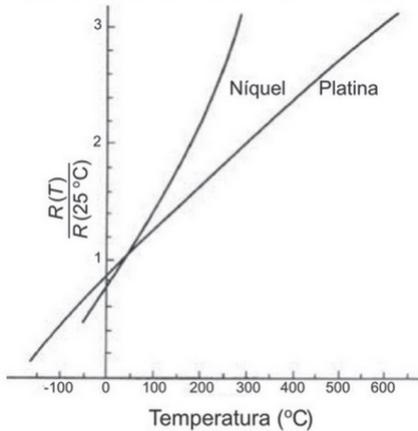
III. As termorresistências são dispositivos que utilizam a dependência entre a resistência de um material e a temperatura para indicar a temperatura.

É correto o que se afirma em:

- a) I, apenas.
- b) III, apenas.
- c) I e III, apenas.
- d) II e III, apenas.
- e) I, II e III.

3. O gráfico na figura abaixo mostra o efeito do aumento da resistência com o aumento da temperatura na platina e no níquel.

Efeito do aumento da resistência com o aumento da temperatura para a platina e o níquel



Fonte: elaborada pelo autor.

Nesse contexto, avalie as afirmações a seguir.

I. A variação da resistência em função de temperatura, na platina, pode ser aproximada linearmente em torno de um ponto de operação T_0 , de modo que, $R(t) = R_0 [1 + \alpha_1 T(t)]$.

II. Para o níquel, no entanto, uma aproximação quadrática, $R(t) = R_0 [1 + \alpha_1 T(t) + \alpha_2 T(t)^2]$, pode ser mais adequada.

III. Um dos metais em que a relação resistência e temperatura é mais linear é o níquel, razão pela qual as termorresistências do tipo Ni100 são tão comuns.

É correto o que se afirma em:

- a) I, apenas.
- b) III, apenas.
- c) I e II, apenas.
- d) II e III, apenas.
- e) I, II e III.

Seção 3.2

Sensores capacitivos, indutivos, piezoelétricos e piroelétricos

Diálogo aberto

Os sensores sem contato destacam-se, pois podem monitorar ou medir pequenas partes frágeis sem contato físico. Um sensor capacitivo ou indutivo consiste em uma sonda ou um dispositivo físico que gera um campo elétrico e magnético, respectivamente, e um driver ou circuito eletrônico que gera uma tensão elétrica de saída proporcional ao fenômeno medido. Os materiais com propriedades piezoelétricas e piroelétricas são cada vez mais utilizados em aplicações de instrumentação, robótica e mecatrônica. As aplicações desses sensores incluem medição de pressão e captação de som, bem como sensores de calor e de presença.

Relembrando o nosso contexto, você é o profissional responsável pela elétrica e pela automação em um laboratório de pesquisa científica que trabalha com metalurgia. E foi pedido que você construísse um forno para o tratamento térmico das amostras produzidas no laboratório. No primeiro momento, você utilizou uma termorresistência do tipo Pt-100 para controlar a temperatura do forno.

Nos tratamentos térmicos, além da temperatura, também é necessário medir a pressão dentro do forno, pois grande parte dos tratamentos térmicos devem ser realizados no vácuo. Agora, você precisa escolher e instalar no forno um sensor para medir a sua pressão interna.

Para auxiliá-lo nessa tarefa, nesta seção continuaremos apresentando alguns sensores que funcionam baseados nos efeitos capacitivo, indutivo, piezoelétrico e piroelétrico.

Não desanime, e bom trabalho!

Não pode faltar

Os **sensores capacitivos** podem medir uma variedade de movimentos, composições químicas, campo elétrico e, indiretamente, outras variáveis que possam ser convertidas em movimento ou constante dielétrica, tais como pressão, aceleração, nível e composição de fluidos. Os sensores capacitivos são projetados de maneira que a sua capacitância varie com a grandeza a ser medida. Assim, de forma semelhante à que fizemos na seção anterior com os sensores resistivos, agora descreveremos os dispositivos, para os quais

$$C(t) = h[x(t), x_{e_1}(t), x_{e_2}(t), \dots], \quad (3.17)$$

em que C é a capacitância em farads (F). Desse modo, um dispositivo que satisfaça (3.17) pode ser utilizado para obter uma indicação do mensurando $x(t)$, tomando por base a capacitância C do dispositivo. A **capacitância** é a propriedade elétrica que existe entre dois condutores que estão separados por um não condutor (dielétrico). Um dispositivo com capacitância de 1 farad (F) é capaz de armazenar 1 coulomb (C) de carga elétrica (o que corresponde à carga de $6,28 \cdot 10^{18}$ elétrons), a um potencial elétrico de 1 volt (V), determinada pela relação

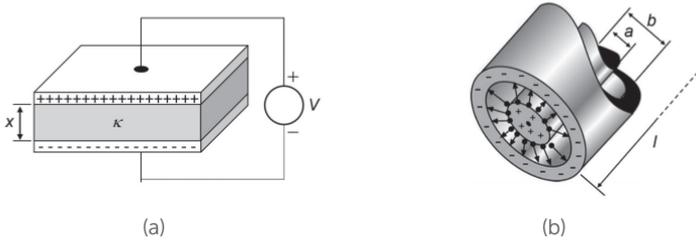
$$C(t) = \frac{\sigma \times A}{V}, \quad (3.18)$$

na qual σ é a densidade de carga em (C/m^2), A é a área das placas do capacitor em (m^2) e V é a tensão aplicada no capacitor. É importante notar que a quantidade de carga armazenada em um capacitor depende da sua geometria e das propriedades dielétricas do isolante. Para um capacitor de placas paralelas, Figura 3.12(a), podemos escrever

$$C(t) = h[A, x(t), \epsilon_r(t)], \quad (3.19)$$

considerando que as placas podem se movimentar, uma em relação à outra, e o dielétrico pode variar com o tempo, mas as dimensões das placas são constantes.

Figura 3.12 | Capacitor (a) de placas paralelas e (b) de placas cilíndricas



Fonte: (a) adaptada de Aguirre (2013, p. 176) ; (b) adaptada de Balbinot e Brusamarello (2011b, p. 39).

O funcionamento de muitos sensores capacitivos é baseado em (3.19), que, para o caso de um capacitor com N placas paralelas fixas e um dielétrico homogêneo, torna-se:

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A (N - 1)}{x}, \quad (3.20)$$

em que ϵ_0 é a permissividade do dielétrico no vácuo, com o efeito de borda do campo elétrico desprezado. O aumento do número de placas, além de aumentar a capacitância, resulta também no aumento da sensibilidade do sensor capacitivo, pois

$$\frac{\partial C}{\partial A} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r (N - 1)}{x}.$$

Para o caso de capacitores cilíndricos, Figura 3.12(b), (3.19) pode ser escrita como

$$C(t) = h[a, b, l(t), \epsilon_r(t)]; \quad (3.21)$$

aqui, fizemos considerações análogas às correspondentes em (3.19). Quando $l \gg b$, o efeito de borda do campo elétrico do capacitor cilíndrico pode ser desprezado e, para o caso de l fixo, (3.21) pode ser reescrita como

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_rl}{\ln(b/a)}.$$

Assim, com base em uma indicação da capacitância, é possível projetar dispositivos para inferir aspectos geométricos da configuração do capacitor.



Os sensores capacitivos são característicos por serem sensíveis a objetos de qualquer material, inclusive líquido a uma distância predeterminada das placas sensoras para cada tamanho de sensor. Para saber um pouco mais sobre as aplicações dos sensores capacitivos, leia a seção 8.9.1 do livro *Instrumentação e Fundamentos de Medidas*, volume 2 (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2011b), disponível na nossa biblioteca virtual em: <<https://biblioteca-virtual.com/detalhes/parceiros/5>>. Acesso em: 15 ago. 2017.

Os **sensores indutivos** são dispositivos sem contato, geralmente utilizados para medições de posição. Ao contrário dos sensores capacitivos, os indutivos podem ser imersos em líquidos e não são afetados pelo material existente entre a sonda e o objeto a ser medido. Porém, são sensíveis ao tipo de material que forma o objeto a ser medido. A equação geral que descreve um sensor indutivo é dada por

$$L(t) = h \left[x(t), x_{e_1}(t), x_{e_2}(t), \dots \right], \quad (3.22)$$

em que L é a indutância elétrica em henry (H). Portanto, é possível utilizar um dispositivo descrito por (3.22) para obter uma indicação do mensurando $x(t)$, a partir do valor da indutância L do dispositivo, desde que a função h seja inversível.

A indutância elétrica é a propriedade de uma determinada configuração condutora produzir campo magnético quando sujeita a uma variação de corrente. O exemplo mais comum para essa configuração condutora seria uma bobina. Em circuitos, a indutância se opõe à variação de corrente, que se dá por meio do aparecimento de uma força eletromotriz (FEM), de modo que 1 henry equivale à indutância que gera 1 volt de FEM quando a corrente varia 1 ampère por segundo, ou seja,

$$L = v \left(\frac{di}{dt} \right)^{-1}, \quad (3.23)$$

em que a polaridade da tensão ocorre de forma a se opor à referida variação de corrente.



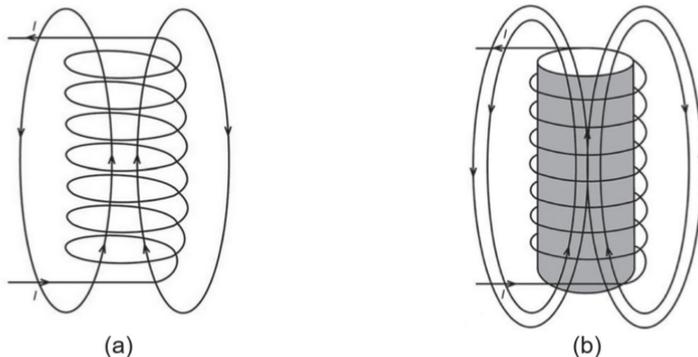
Quando o fluxo magnético é totalmente produzido pela indutância do elemento e pela corrente que circula por ele, fala-se **autoindutância**, **indutância própria** ou simplesmente indutância (L). Quando o fluxo total é resultante da corrente que circula no dispositivo e de outras fontes de fluxo, fala-se em **indutância mútua** (M).

Uma maneira de aumentar a indutância de um condutor é alterar adequadamente a sua geometria. Usando um condutor para se fazer uma bobina de N espiras de diâmetro d , ordenadas em apenas uma camada, forma-se um solenoide de comprimento l e núcleo de ar, conforme Figura 3.13(a); a indutância pode ser aproximada por

$$L_{\text{ar}} = \frac{d^2 N^2}{18d + 40l} \quad (\text{AGUIRRE, 2013}),$$

em que a indutância L_{ar} é dada em microhenrys (μH) e $l > 0,4d$. Se for usado um material com permeabilidade magnética relativa μ_r para formar o núcleo do solenoide, conforme Figura 3.13(b), a indutância resultante é $L = \mu_r L_{\text{ar}}$. Portanto, é fácil concluir que μ_r quantifica a razão entre as linhas de fluxo criadas por um mesmo solenoide com o núcleo de permeabilidade $\mu = \mu_0 \mu_r$ e as linhas de fluxo quando o núcleo é o ar.

Figura 3.13 | Bobina indutora (a) sem núcleo e (b) com núcleo



Fonte: adaptada de Balbinot e Brusamarello (2011b, p. 11).

Pode ser útil descrever a indutância de um elemento com N espiras em função da relutância magnética \mathfrak{R} do circuito magnético associado, de modo que:

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}}. \quad (3.24)$$

A relutância magnética é inversamente proporcional à permeabilidade do circuito magnético e também é influenciada pela geometria de tal circuito.



Pesquise mais

Para saber um pouco mais sobre as aplicações dos sensores indutivos, leia a seção 8.4.3 do livro *Instrumentação e Fundamentos de Medidas*, volume 2 (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2011b), disponível na nossa biblioteca virtual em: <<https://biblioteca-virtual.com/detalhes/parceiros/5>>. Acesso em 15 ago. 2017.



Assimile

É importante salientar que, para a maioria dos materiais, a temperatura afeta a resistência elétrica mais fortemente que a capacitância. Assim, em sensores resistivos, os efeitos espúrios devidos à variação de temperatura são mais significativos que em sensores capacitivos.

Sensores capacitivos, geralmente, devem ser blindados para não sofrerem o efeito do campo elétrico externo ao dispositivo. Por outro lado, tais sensores não produzem campos elétricos intensos e, portanto, normalmente não interferem com outros componentes de circuitos próximos. Isso não é verdadeiro para sensores indutivos, que podem gerar campos magnéticos relativamente intensos, sentidos nas proximidades do sensor. (AGUIRRE, 2013)

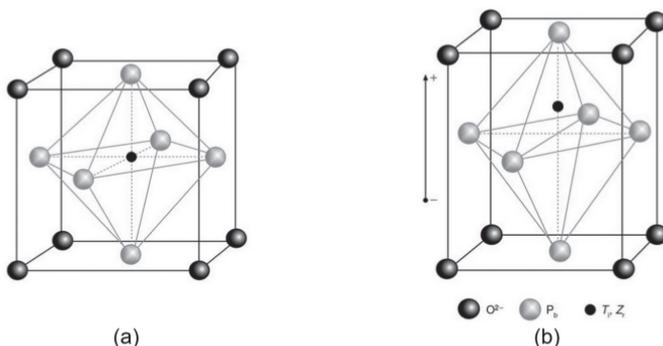
O efeito **piezoelétrico** é geralmente observado no dia a dia das pessoas, por exemplo, nas membranas que vibram em um alarme ou em um acendedor manual de chama de gás. O efeito piezoelétrico manifesta-se pelo aparecimento de uma diferença de potencial entre faces opostas de um cristal quando este é

deformado. O campo elétrico gerado chega a ser capaz de provocar uma fagulha. (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2011b)

Esse fenômeno foi observado em 1880 pelos franceses Paul-Jacques e Pierre Curie, utilizando um cristal de quartzo (SiO_2). Os cristais naturais, como o quartzo, a turmalina, o sal de Rochelle, apresentam o efeito piezoelétrico, porém, em intensidade baixa. A fim de melhorar essas propriedades, foram desenvolvidos materiais como o titanato de bário (BaTiO_3) e o titanato zirconato de chumbo (PZT). Para apresentar efeito piezoelétrico, a estrutura do material não deve possuir centro de simetria. As células cerâmicas de PZT apresentam estrutura cúbica acima da temperatura de Curie, conforme Figura 3.14(a). Abaixo da temperatura de Curie, exibem simetria tetragonal e apresentam as propriedades piezoelétricas, conforme Figura 3.14(b).

Figura 3.14 | Estrutura do PZT

(a) simétrica (acima da temperatura de Curie) (b) assimétrica (abaixo da temperatura de Curie)



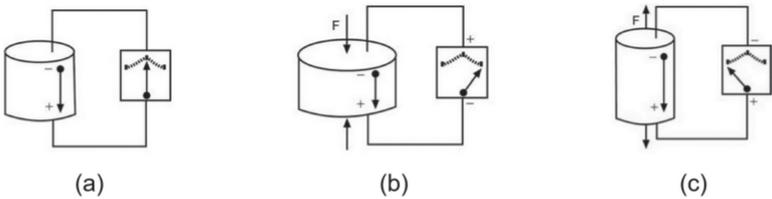
fonte: adaptada de Balbinot e Brusamarello (2011b, p. 2).

Sem serem pressionadas, as cargas elétricas na estrutura molecular do material encontram-se homogêneas e não há diferença de potencial entre as faces do material para temperaturas abaixo da sua temperatura de Curie. Ao serem deformadas, entretanto, as cargas de uma polaridade tendem a concentrar-se na face oposta, resultando em uma diferença de potencial entre as faces referidas. A temperaturas acima da temperatura de Curie, todo material perde suas propriedades piezoelétricas, o que é muito importante de observarmos, pois em aplicações industriais não é incomum encontrar temperaturas

da ordem da temperatura de Curie de certos materiais usados na fabricação de sensores. Por exemplo, a temperatura de Curie do quartzo é um pouco superior a **260 °C**, limitando o uso desses sensores em temperaturas maiores ou iguais a **260 °C**.

O efeito piezoelétrico é sensível à direção; a Figura 3.15(a) mostra um cilindro de PZT sem carga. Se uma força de compressão é aplicada ao cilindro, o movimento dos dipolos do PZT faz surgir uma tensão elétrica, como pode ser observado na Figura 3.15(b). Se ao invés de comprimir o material, ele for distendido, a diferença de potencial aparecerá com polaridade invertida, resultado do movimento das cargas na sua estrutura molecular no sentido oposto, como observado na Figura 3.15(c).

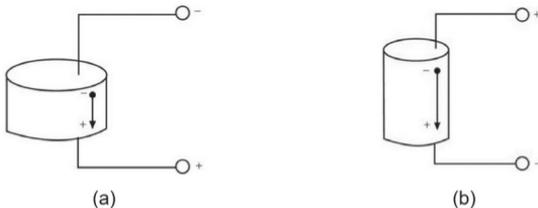
Figura 3.15 | Cilindro de PZT submetido à carga mecânica (a) sem carga, (b) sobre aplicação de força de compressão e (c) sob aplicação de força de tração



Fonte: adaptada de Balbinot e Brusamarello (2011b, p. 4).

O fenômeno piezoelétrico é também **reversível**, ou seja, a excitação elétrica provoca uma resposta mecânica. Se a polaridade do potencial elétrico é invertida, a deformação também muda. A Figura 3.16(a) mostra uma compressão, enquanto a Figura 3.16(b) mostra uma tração devido à inversão de polaridade. Por isso, os cristais piezoelétricos podem ser utilizados, por exemplo, em alguns fones de ouvido e em problemas de controle de vibrações.

Figura 3.16 | Cilindro de PZT exposto à tensão elétrica (a) de mesma polaridade ao dipolo do PZT e (b) de polaridade oposta ao dipolo do PZT



Fonte: adaptada de Balbinot e Brusamarello (2011b, p. 4).

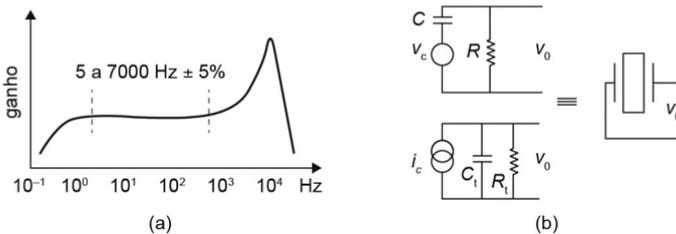


Uma vez que o fenômeno piezoelétrico é reversível, é possível, então, que um cristal piezoelétrico seja utilizado tanto na construção de sensores como de atuadores?

Ao ser excitado mecanicamente, o cristal vibra numa oscilação levemente amortecida, na frequência de ressonância do cristal, que depende das suas dimensões físicas e das suas características construtivas. Portanto, em certas aplicações, é necessário que a excitação do sensor tenha potência espectral inferior à sua frequência de ressonância, o que lhe impõe um limite superior à frequência de operação, conforme ilustrado na Figura 3.17(a).

Figura 3.17 | Transdutores piezoelétricos

(a) resposta em frequência típica de um acelerômetro piezorresistivo
(b) circuitos equivalentes para cristais piezorresistivos



Fonte: Aguirre (2013, p. 188).

A relação entre a diferença de potencial e a deformação em um cristal piezoelétrico é dada por

$$v_o = h[x(t)], \quad (3.25)$$

em que a função h depende da capacitância e da resistência total, C_i e R_i , no circuito equivalente da Figura 3.17(b).

Materiais que apresentam o efeito piezoelétrico, em geral, também apresentam o **efeito piroelétrico**. Quando um corpo é submetido à temperatura superior a 0 K, ele emite uma radiação eletromagnética, denominada radiação térmica, em função da vibração das suas partículas, dos seus átomos e das suas

moléculas. Um material é considerado piroelétrico se apresentar uma polarização espontânea na presença de fluxo de calor.

Um cristal piroelétrico é formado por um grande número de "microcristais" que eletricamente se comportam como dipolos. A organização desses dipolos na estrutura do cristal, na ausência de fluxo de calor, é aleatória, não havendo concentração de cargas e, portanto, não há diferença de potencial entre nenhum par de faces do cristal.

Agora, suponha que uma face do cristal absorva calor, por exemplo, por radiação. Essa face sofrerá uma expansão térmica e provocará uma deformação do cristal com um todo. Essa deformação, devido ao efeito piezoelétrico, provocará uma diferença de potencial entre as faces do cristal, como vimos anteriormente. Se o fluxo de calor for interrompido, a temperatura do cristal se tornará homogênea depois de algum tempo e o efeito piroelétrico deixará de se manifestar.



Assimile

O efeito piroelétrico não é sensível à temperatura em si, mas ao fluxo de calor, que provoca variação de temperatura.

Essa diferença de potencial elétrico é chamada de piroeletricidade secundária, pois surge como consequência do efeito piezoelétrico, em que a deformação é provocada pelo fluxo de calor. A piroeletricidade primária, por sua vez, é resultado direto dos efeitos térmicos sobre o comportamento elétrico da estrutura do material.



Exemplificando

Por exemplo, mudanças de temperaturas podem alongar ou encurtar dipolos elétricos na estrutura do cristal e afetar sua orientação, resultando no aparecimento de uma diferença de potencial elétrico. Desse modo, deformações provocadas por forças externas ao sensor piroelétrico serão entradas espúrias. Por outro lado, a variação de temperatura é uma entrada espúria significativa, por causa do efeito piroelétrico na medição de deformação no uso de sensores piezoelétricos.

Para sensores piezoelétricos, análogos a (3.25), podemos escrever

$$v_0 = h[Q(t)]. \quad (3.26)$$



Pesquise mais

Para saber um pouco mais sobre as aplicações dos sensores piezoelétricos e piezoelétricos, leia as seções 8.2.3 e 8.3.3 do livro *Instrumentação e Fundamentos de Medidas*, volume 2 (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2011b), disponível na nossa biblioteca virtual em <<https://biblioteca-virtual.com/detalhes/parceiros/5>>. Acesso em: 15 ago. 2017.

Sem medo de errar

Você agora precisa instalar um medidor de pressão para o forno experimental do laboratório de pesquisa em que você trabalha. Os métodos mais comuns de medição de pressão baseiam-se na deformação de dispositivos. É muito comum a utilização de indicadores visuais de pressão, conforme Figura 3.18. Os sensores de pressão considerados universais atualmente são os sensores capacitivos, os sensores piezoelétricos e os sensores piezorresistivos. (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2011b)

Figura 3.18 | Medidor de pressão com indicador visual

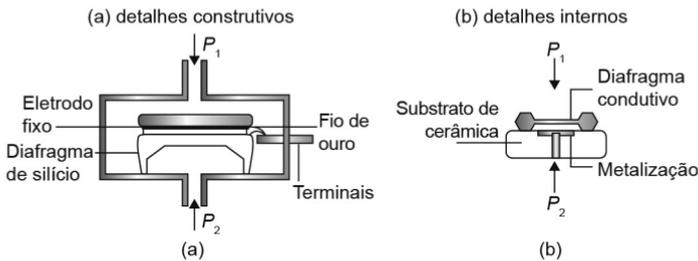


Fonte: Balbinot e Brusamarello (2011b, p. 258).

Os sensores piezoelétricos não são utilizados para medição de pressões estáticas, por isso você optou por utilizar um sensor de pressão capacitivo. Eles são utilizados em uma faixa de pressão bastante extensa, de 10^{-3} a 10^7 Pa. Um diafragma de metal ou

silício é utilizado como elemento sensor e constitui-se em um eletrodo do capacitor de placas paralelas. O eletrodo estacionário é formado por um metal depositado sobre um substrato cerâmico ou de vidro. Quando o sistema é submetido a uma pressão, a membrana movimenta-se, modifica a distância entre as placas do capacitor e altera o valor da sua capacitância. A Figura 3.19(a) mostra detalhes construtivos do sensor de pressão capacitivo e a Figura 3.19(b) mostra seus detalhes internos.

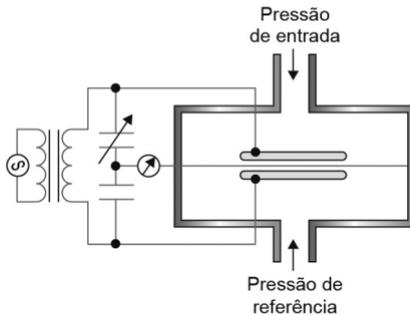
Figura 3.19 | Medidor de pressão capacitivo



Fonte: adaptada de Balbinot e Brusamarello (2011b, p. 259).

Mais uma vez, a configuração em ponte será útil para transformar a medida de capacitância em sinal elétrico e, em seguida, em leitura de pressão. A Figura 3.20 mostra um sensor capacitivo ligado a uma representação simplificada de circuito de ponte.

Figura 3.20 | Esquema simplificado de um circuito para condicionamento



Fonte: adaptada de Balbinot e Brusamarello (2011b, p. 259).

Detector de trincas indutivo

Descrição da situação-problema

Imagine que você trabalha em uma grande siderúrgica. Sua empresa acabou de fechar contrato com uma empresa brasileira que fabrica aviões. A existência de trincas, mesmo que mínimas, no seu material, poderia ser catastrófica. Como você poderia fazer a detecção dessas trincas?

Resolução da situação-problema

Detectores de metais são sistemas indutivos construídos com o objetivo de detectar a presença de metais dentro de determinada distância. Eles são geralmente compostos de um oscilador que gera um campo magnético, formando uma região passiva que, na presença de metal, provoca uma perturbação. Essa variação será percebida em um circuito de comparação, o qual pode acionar um circuito específico de saída.

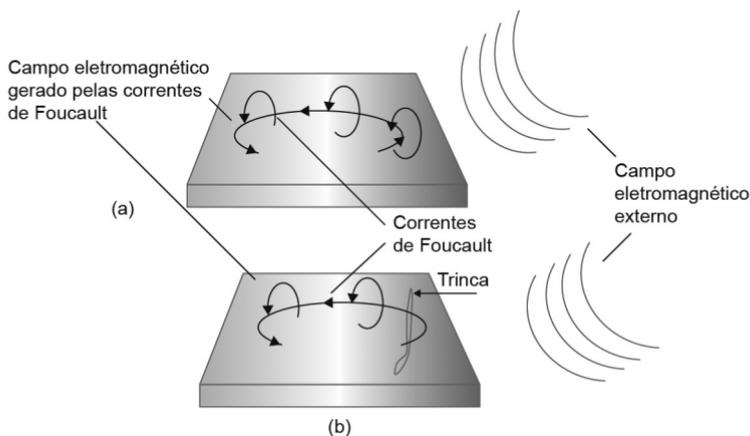
Muitos detectores de metais modernos são baseados nas correntes de Foucault. Estas consistem em correntes induzidas na superfície dos metais e geram um campo magnético de sentido contrário ao campo de excitação, diminuindo, dessa forma, o campo magnético total, que é a soma dos campos da bobina e do produzido pelas correntes internas.

Outra aplicação para as correntes de Foucault é o monitoramento de trincas em superfícies metálicas.

O princípio de funcionamento é semelhante ao princípio do detector de metais. Um campo magnético é produzido por uma bobina ao ser percorrida por uma corrente. O campo magnético na extremidade dessa bobina faz com que sejam induzidas correntes de Foucault na superfície metálica. Essas correntes, por sua vez, geram um campo magnético contrário ao campo da bobina, diminuindo o campo magnético total, o qual consiste na soma vetorial dos campos da bobina e do campo produzido

pelas correntes internas. Um circuito eletrônico é responsável pela medição da variação do campo magnético. Se a bobina estiver posicionada sobre uma trinca do material, as correntes induzidas enfrentam uma resistência para circular e são, em consequência, atenuadas. A posição das trincas é então detectada, fazendo-se uma varredura da bobina sobre a superfície de metal. A Figura 3.21 mostra o esquema do detector de trincas pelas correntes de Foucault. (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2011b)

Figura 3.21 | Correntes de Foucault induzidas na detecção de falhas em uma superfície metálica: (a) sem falhas (b) com falhas



Fonte: adaptada de Balbinot e Brusamarello (2011b, p. 23).

Faça valer a pena

1. Os sensores capacitivos podem medir uma variedade de movimentos, composições químicas, campo elétrico e, indiretamente, outras variáveis que possam ser convertidas em movimento ou constante dielétrica, tais como pressão, aceleração, nível e composição de fluidos.

Nesse contexto, avalie as afirmações a seguir:

- I. Os sensores capacitivos são projetados de maneira que a sua capacitância varie com a grandeza a ser medida.
- II. A capacitância é a propriedade elétrica que existe entre um condutor que separa dois dielétricos.

III. A quantidade de carga armazenada em um capacitor depende da sua geometria e das propriedades dielétricas do isolante.

É correto o que se afirma em:

- a) I e II, apenas.
- b) II e III, apenas.
- c) I e III, apenas.
- d) II, apenas.
- e) I, II e III.

2. Os sensores indutivos são dispositivos sem contato, geralmente utilizados para medição de posição. Os sensores indutivos são projetados de maneira que a sua indutância varie com a grandeza a ser medida.

Em relação aos sensores indutivos, assinale a alternativa correta.

- a) A indutância elétrica é a propriedade de uma determinada configuração condutora que faz oposição ao fluxo de corrente que atravessa o condutor.
- b) A indutância elétrica é a propriedade de uma determinada configuração condutora produzir campo elétrico quando percorrida por uma corrente alternada.
- c) A indutância elétrica é a propriedade de uma determinada configuração condutora produzir campo magnético quando sujeita a uma variação de tensão.
- d) A indutância elétrica é a propriedade de uma determinada configuração condutora produzir campo magnético quando sujeita a uma variação de corrente.
- e) A indutância elétrica é a propriedade de uma determinada configuração condutora produzir campo magnético quando percorrida por uma corrente contínua.

3. O efeito piezoelétrico manifesta-se pelo aparecimento de uma diferença de potencial entre faces opostas de um cristal quando este é deformado. Já o efeito piroelétrico ocorre quando o material apresenta uma polarização espontânea na presença de fluxo de calor.

Nesse contexto, avalie as seguintes asserções e a relação proposta entre elas.

I. Geralmente, um material que apresenta efeito piezoelétrico também apresenta efeito piroelétrico.

PORQUE

II. Quando a face de um cristal absorve calor, ela expande, e essa deformação provoca o surgimento de uma diferença de potencial no dipolo, devido ao efeito piezoelétrico.

A respeito dessas asserções, assinale a opção correta.

- a) As asserções I e II são proposições verdadeiras, e a II é uma justificativa da I.
- b) As asserções I e II são proposições verdadeiras, mas a II não é uma justificativa da I.
- c) A asserção I é uma proposição verdadeira, e a II é uma proposição falsa.
- d) A asserção I é uma proposição falsa, e a II é uma proposição verdadeira.
- e) As asserções I e II são proposições falsas.

Seção 3.3

Sensores bimetálicos e de efeito Hall

Diálogo aberto

Os termopares são sensores de temperaturas simples, robustos e de baixo custo, por isso são muito usados em processos de medição de temperatura. Os termopares são **sensores bimetálicos**, ou seja, são constituídos de dois metais distintos, unidos em uma das extremidades.

Os sensores de posição de proximidade magnéticos se baseiam no uso de campos magnéticos. Eles convertem esses campos em um sinal elétrico do tipo digital (contato seco) ou analógico e podem ser eletrônicos e baseados no efeito Hall.

Relembrando o nosso contexto, você é o profissional responsável pela elétrica e pela automação em um laboratório de pesquisa científica que trabalha com metalurgia. Uma maneira de estudar o desempenho metalúrgico das ligas e suas fases é pela difração de raios X. Essa técnica pode ser usada para determinar a estrutura atômica ou molecular de um cristal, na qual os átomos cristalinos fazem com que um feixe de raios X incidentes difracte em muitas direções específicas. A medida da direção de espalhamento dos feixes difratados permite a determinação de propriedades fundamentais de materiais no estado cristalino.

Para estudar diferentes fases das ligas, a difração de raios X é realizada com a amostra em temperaturas variadas. Embora o difratômetro possua sensores de temperatura, é importante relacionar o resultado da análise com a temperatura da amostra. É importante mencionar que a temperatura desse tipo de ensaio, para as ligas que seu grupo trabalha, pode chegar a **1000°C**. Como lidar com esse problema?

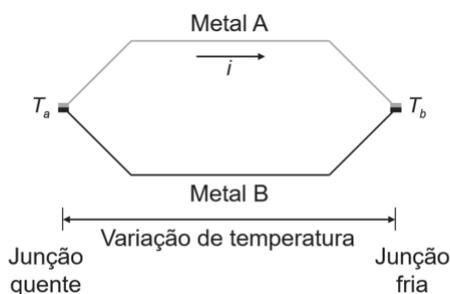
Para auxiliá-lo nessa tarefa, nesta seção apresentaremos alguns sensores do tipo bimetálicos, chamados termopares, e os sensores baseados no efeito Hall.

Esperamos que esteja preparado!

Não pode faltar

A seguir, descreveremos três efeitos que ocorrem quando dois metais distintos estão em contato. Foi em 1822 que Thomas J. Seebeck descobriu o efeito termoelétrico, e uma das suas formas passou a ser conhecida como **efeito Seebeck** (AGUIRRE, 2013). Ele observou que um circuito fechado, formado por dois metais diferentes, é percorrido por uma corrente elétrica quando as junções estão expostas a uma diferença de temperatura, como na Figura 3.22. Se o circuito é aberto, uma força eletromotriz (fem) termelétrica aparece e depende somente dos metais e das temperaturas das junções do termopar.

Figura 3.22 | Circuito de Seebeck



Fonte: adaptada de Balbinot e Brusamarello (2011a, p. 291).

A relação entre a força eletromotriz e a diferença de temperatura T entre as junções define o coeficiente de Seebeck S_{ab} , dado por

$$S_{ab} = \frac{dV_{ab}}{dT} = S_a - S_b, \quad (3.27)$$

em que S_a e S_b representam, respectivamente, a potência térmica absoluta entre dois pontos a e b do termopar e V_{ab} é a força eletromotriz entre esses dois pontos. Através de (3.27), podemos perceber que o coeficiente de Seebeck depende da temperatura T e, geralmente, aumenta com o aumento da temperatura. Os coeficientes de Seebeck para alguns materiais são mostrados na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 | Coeficiente termoelétricos ou de Seebeck para alguns materiais

Material	s (μVK^{-1})
<i>p</i> -Si	100 a 1000
Ferro (Fe)	13,4
Ouro (Au)	0,1
Cobre (Cu)	0,0
Prata (Ag)	-0,2
Alumínio (Al)	-3,2
Platina (Pt)	-5,9
Cobalto (Co)	-20,1
Níquel (Ni)	-20,4
<i>n</i> -Si	-100 a -1000

Fonte: Fraden (2010, p. 644).



Assimile

É importante notar, em (3.27), que a força eletromotriz induzida termicamente V_{ab} só depende dos materiais utilizados e da diferença de temperatura entre as junções. Esse efeito da conversão de energia térmica diretamente em energia elétrica é conhecido como efeito Seebeck, e a diferença de potencial V_{ab} é muitas vezes chamada **potencial de Seebeck**.

O efeito Seebeck também é conhecido como **efeito termopar**, e é o que permite usar sensores bimetálicos para a medição de temperatura. A Tabela 3.4 mostra a sensibilidade de alguns termopares mais comuns.

Tabela 3.4 | Sensibilidade de alguns termopares a 25 °C

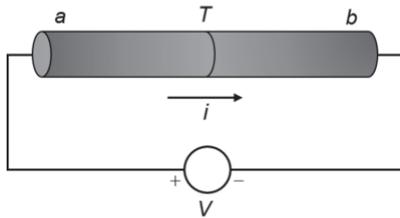
Material da junção	(μVC^{-1})	Faixa de T (°C)	Tipo
cobre-constantan	40,9	-270 a 600	T
ferro-constantan	51,7	-270 a 1000	J
cromel-alumel	40,6	-270 a 1300	K
cromel-constantan	60,9	-200 a 1000	E
Pt(10%)-Rh/Pt	6,0	0 a 1550	S
Pt(13%)-Rh/Pt	6,0	0 a 1600	R
Prata-paládio	10,0	200 a 600	

constantan-tungstênio	42,1	0 a 800	
silício-alumínio	446	-40 a 150	

Fonte: Fraden (2010, p. 643).

Em 1834, Jean Peltier descobriu que, ao forçar uma corrente por uma junta de metais distintos, essa junta pode tanto aquecer quanto resfriar, dependendo da direção da corrente, conforme Figura 3.23. Esse fenômeno recebeu o nome de **efeito Peltier** (AGUIRRE, 2013).

Figura 3.23 | Efeito Peltier



Fonte: Fraden (2010, p. 643).

Cabe observar que esse efeito é reversível e não é influenciado por aspectos geométricos da junta, dependendo somente dos materiais que a compõem e da temperatura. Essa dependência é linear e é descrita pelo coeficiente Peltier, definido como o calor gerado na junção entre a e b para cada unidade de corrente que flui de b para a , ou seja,

$$dQ_p = \pm p_{ab} i dt, \quad (3.28)$$

em que Q_p é o calor produzido pelo efeito Peltier, i é a corrente ampère e t é o tempo em segundos. A unidade do coeficiente Peltier, p_{ab} é o volt, o que justifica o nome tensão de Peltier para esse coeficiente, que caracteriza propriedades termoelétricas dos materiais envolvidos. Os coeficientes de Peltier e Seebeck podem ser relacionados por

$$p_{ab}(T) = -p_{ba}(T) = T(S_b - S_a), \quad (3.29)$$

em que T é a temperatura absoluta.



Como vimos, o efeito Peltier varia linearmente com a temperatura e é reversível. Agora, vamos pensar no efeito Joule, em que a potência dissipada, $P = Ri^2$, é proporcional ao quadrado da corrente. Portanto, em relação à reversibilidade, o que podemos afirmar sobre o calor produzido pelo efeito Joule?

O efeito Peltier é usado com dois propósitos: ele pode produzir calor ou retirar calor, dependendo da direção da corrente elétrica através da junção. Isso faz com que ele seja bastante útil em dispositivos em que é necessário um controle térmico preciso.

Além dos efeitos Seebeck e Peltier, há ainda um terceiro efeito termelétrico relacionado a esses dois, conhecido como **efeito Thomson**, descoberto por William Thomson em 1851 (AGUIRRE, 2013). O efeito Thomson também consiste na absorção e na liberação de calor com a passagem de corrente elétrica, à semelhança do efeito Peltier. A diferença entre eles, no entanto, é que enquanto o efeito Peltier ocorre em juntas bimetálicas, o efeito Thomson ocorre em um único metal.

O efeito Thomson mostra que a liberação ou a absorção de calor é proporcional à corrente (não ao seu quadrado, como no efeito Joule) e, portanto, também é um fenômeno reversível (basta inverter o sentido do fluxo de corrente). Essa liberação ou absorção de calor é observada em condutores submetidos a um gradiente de temperatura quando são percorridos por uma corrente. O calor é absorvido quando cargas fluem de um ponto mais frio para um mais quente ($dT/dx > 0$) dentro do condutor. Da mesma forma, o calor é liberado quando as cargas fluem de um ponto mais quente para um mais frio ($dT/dx < 0$). O fluxo de calor por unidade de volume é

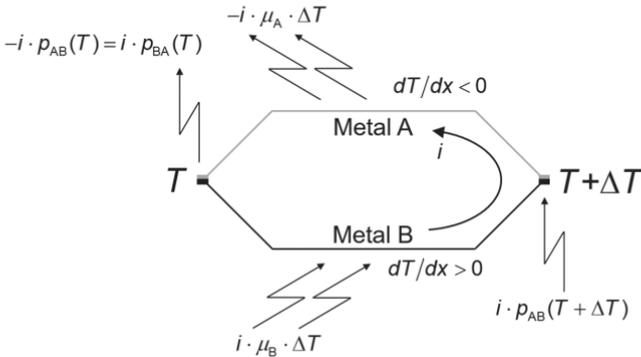
$$\dot{Q}_T = \rho J^2 - \mu J \frac{dT}{dx} \quad (3.30)$$

em que ρ é a resistividade do condutor, J é a densidade de corrente, μ é o coeficiente de Thomson, dT/dx (em volts) é o gradiente de temperatura ao qual o condutor está submetido. É importante salientar que o primeiro termo do lado direito de (3.30) resulta do efeito Joule, que é irreversível, ainda que a corrente mude de direção. Por outro

lado, o segundo termo do lado direito resulta do efeito Thomson, o qual é, claramente, reversível.

Por fim, vamos considerar o circuito da Figura 3.24, no qual a corrente é pequena o suficiente para desprezarmos o calor dissipado pelo efeito Joule. Na junta quente, com temperatura $T + \Delta T$, à direita, há absorção do calor pelo efeito Peltier e, pelo mesmo efeito, há liberação de calor na junta fria, à esquerda, que está à temperatura T . O efeito Thomson descreve a liberação de calor ao longo do condutor A (homogêneo) e a absorção de calor ao longo do condutor B.

Figura 3.24 | Efeito Seebeck, Peltier e Thomson



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 186).

O potencial termoelétrico resultante da diferença de temperatura ΔT por efeito Seebeck, dado por (3.27), é:

$$dV_{AB} = (s_A - s_B) \Delta T . \tag{3.31}$$

Considerando os potenciais elétricos gerados pelos efeitos Peltier e Thomson, é possível escrever:

$$0 = \rho_{AB}(T + \Delta T) - s_A \Delta T - \mu_A \Delta T - \rho_{AB}(T) + s_B \Delta T + \mu_B \Delta T ,$$

$$(s_A - s_B) \Delta T = \rho_{AB}(T + \Delta T) - \rho_{AB}(T) + (\mu_B - \mu_A) \Delta T .$$

De (3.31), podemos substituir o termo do lado esquerdo da equação, assim:

$$dV_{AB} = \rho_{AB}(T + \Delta T) - \rho_{AB}(T) + (\mu_B - \mu_A) \Delta T . \tag{3.32}$$

Dividindo os dois lados de (3.32) por ΔT e fazendo $\Delta T \rightarrow 0$, chegamos a:

$$\frac{dV_{AB}}{dT} = \lim_{\Delta T \rightarrow 0} \frac{\rho_{AB}(T + \Delta T) - \rho_{AB}(T)}{\Delta T} + (\mu_B - \mu_A),$$

$$\frac{dV_{AB}}{dT} = \frac{d\rho_{AB}}{dT} + (\mu_B - \mu_A). \quad (3.33)$$

A equação (3.33) representa o teorema básico da termoeletricidade e mostra como os efeitos Seebeck, Peltier e Thomson estão relacionados.

Na prática, deseja-se que a corrente que circula no circuito elétrico, formado pelas duas juntas, e as respectivas conexões sejam desprezíveis. Nesse caso, o efeito dominante é o Seebeck. Por outro lado, se essa corrente não for desprezível, o aquecimento e o resfriamento devido aos efeitos Peltier e Thomson alterarão as temperaturas das juntas, uma das quais, em geral, é a temperatura sendo medida.

Por fim, vamos representar esses resultados na forma geral indicada por (3.1), na Seção 3.1, de modo que podemos escrever (3.32) como

$$v(t) = h[\Delta T, \rho_{AB}, \mu_B - \mu_A], \quad (3.34)$$

que, no caso em que os efeitos Peltier e Thomson são desprezíveis, pode ser reduzida a

$$v(t) = h[\Delta T]. \quad (3.35)$$

Com base em (3.35), podemos concluir que o potencial gerado pelo efeito Seebeck depende da **diferença** de temperaturas entre as juntas, e não da temperatura absoluta, em contraste com as termorresistências, que vimos na Seção 3.1, para as quais a propriedade de interesse depende da temperatura, e não da diferença de temperaturas.



Pesquise mais

Os termopares ou termelétricos estão baseados principalmente em dois efeitos reversíveis anteriormente descritos: Seebeck e Thomson. Para saber mais sobre os principais termopares comerciais, leia a seção 6.4.3 do livro *Instrumentação e Fundamentos de Medidas*, volume 1 (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2011a), disponível na nossa biblioteca virtual em: <<https://biblioteca-virtual.com/detalhes/parceiros/5>>. Acesso em: 15 ago. 2017.

Em 1879, Edwin H. Hall, usando uma peça de ouro, descobriu o efeito que, hoje, leva o seu nome: **efeito Hall**. Para entendermos esse efeito, devemos lembrar que uma carga em movimento em meio a um campo magnético \vec{B} sofre a ação de uma força, chamada **força de Lorentz**, dada por

$$\vec{F} = q\vec{v} \times \vec{B} , \quad (3.36)$$

em que $q = -1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ é a carga de um elétron, \vec{v} é o vetor velocidade da carga e \vec{B} é o campo magnético. A unidade do campo magnético é o tesla (T), que equivale a **newton/(ampère · metro)**. Outra unidade de campo magnético é o gauss (G), e $1 \text{ T} = 10^4 \text{ G}$.

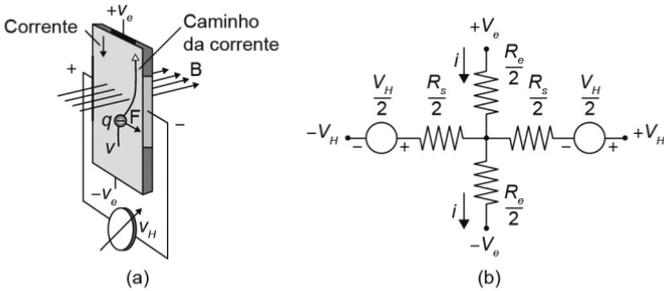
Vale observar que produto de (3.36) é vetorial e, portanto, depende das direções de \vec{v} e \vec{B} . Assim, considere uma carga negativa em movimento, sob a ação de um campo magnético, conforme ilustrado na Figura 3.25(a). Sobre essa carga, aparecerá uma força \vec{F} , fazendo com que ela seja atraída para um dos lados do material, que passará a ser mais negativo do que o lado oposto. À medida que cargas negativas, em movimento, acumulam-se de um lado do material, aparecerá um campo elétrico que também exercerá uma força sobre as cargas, mas em direção oposta à força de Lorentz. Consequentemente, haverá um equilíbrio de forças e a diferença de potencial resultante não aumentará indefinidamente. Essa diferença de potencial é conhecida como **diferença de potencial transversal de Hall**, v_H . Esse potencial pode ser expresso por

$$v_H = k_H \cdot i \cdot B \sin \alpha , \quad (3.37)$$

em que k_H é a sensibilidade ou coeficiente Hall, que depende do material utilizado, da geometria da montagem e da temperatura. α é o ângulo formado entre a direção que a corrente atravessa o material e o campo magnético B externo. Um circuito equivalente, de um dispositivo Hall, é mostrado na Figura 3.25(b).

Figura 3.25 | Sensor de efeito Hall

(a) o campo magnético desvia o movimento das cargas elétricas
 (b) circuito equivalente do sensor Hall



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 186).

Exemplificando

Em materiais semicondutores, as “cargas” (portadores majoritários) podem ser tanto positivas quanto negativas. Por exemplo, no caso de “cargas positivas”, o sinal algébrico de q mudará e, portanto, a direção \vec{F} de \mathbf{v}_H será oposta, assim como a polaridade de \mathbf{v}_H . A polaridade de \mathbf{v}_H pode ser invertida tanto invertendo-se a corrente quanto o campo magnético.

A diferença de potencial transversal de Hall é relativamente baixa para metais, porém nos semicondutores ela é mais alta. Portanto, muitos dos sensores de efeito Hall comercialmente disponíveis são semicondutores. Veja Tabela 3.5. Assim, devemos levar em conta que, geralmente, os materiais semicondutores são bastante sensíveis à temperatura e à deformação (efeito piezorresistivo). Essas variáveis são, portanto, entradas espúrias quando se trata do uso de sensores de efeito Hall para medição de campo magnético, corrente ou posição.

Tabela 3.5 | Características de alguns sensores lineares de efeito Hall

Característica	A35115LUA	HAL400SO-A	SS495B
Tensão de alimentação (V)	4,5 a 5,5	-12 a 12	4,5 a 10,5
Corrente (mA)	7,2	14,5	7
Campo magnético (mT)	±80	±75	±67
Tensão de saída (V)	0,2 a 4,7	-0,3 a 12	0,2 a 10,3

Sensibilidade (mV/T)	50	42,5	31,25
Linearidade	-	0,5%	1%
Desvio de zero com T	-	25 μ V/K	$\pm 0,08$ %/ $^{\circ}$ C
Desvio de ganho com T	$\sim 1,5\%$ (24 $^{\circ}$ C)	-	$\pm 0,05$ %/ $^{\circ}$ C
Banda de passagem (kHz)	30	10	-

Fonte: adaptada de Pallàs-Areny e Webster (2000, p. 271).

Considerando as equações (3.36) e (3.37) conjuntamente, é possível escrever, para os sensores de efeito Hall, a seguinte equação geral:

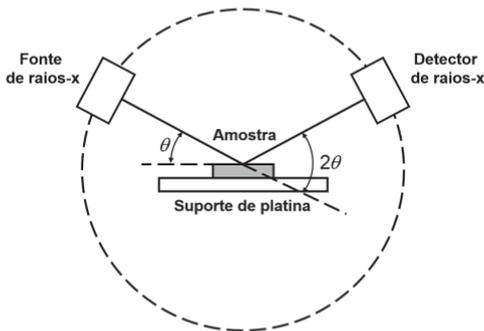
$$v_H(t) = h[i(t), B(t), \alpha, T(t), \delta L/L], \quad (3.38)$$

em que T é a temperatura e $\delta L/L$ é a deformação relativa.

Sem medo de errar

No difratômetro do laboratório em que você trabalha, a amostra fica em um suporte de platina, e sobre ela é incidido um feixe de raios X. O feixe é difratado e seu ângulo é medido, como pode ser visto no esquema da Figura 3.26. A amostra é posicionada acima de um suporte de platina e o ambiente é aquecido. A temperatura é controlada por um sensor posicionado no suporte de platina.

Figura 3.26 | Esquema do difratômetro de raio-X



Fonte: elaborada pelo autor.

É importante que os resultados obtidos sejam relacionados com a temperatura da amostra, por isso, você sugere soldar um termopar na amostra e monitorar sua temperatura.

Como a temperatura do ensaio pode chegar até 1000 °C, é indicado usar um termopar do tipo K, pois, como podemos ver na Tabela 3.4, ele pode operar na faixa de temperatura de -270 a 1300 °C.

Avançando na prática

Monitoramento da rotação de uma correia transportadora

Descrição da situação-problema

Você trabalha em uma grande mineradora e o transporte de minério da mina para a britagem primária, ainda com sua umidade natural, é realizado por meio de um sistema transportador de correias convencional, conforme Figura 3.27, composto por 32 equipamentos e com capacidade média de 8657 t/h. O acionamento das correias é feito por um conjunto motorreductor, com inversor.

Figura 3.27 | Correia transportadora de minério de ferro



Fonte: <<http://revistadoisPontos.com/trilha-do-minerio/e-possivel-viver-sem-minerio/>>. Acesso em: 27 jul. 2017.

O travamento nos rolos pode impactar diretamente os níveis de produção das plantas. O monitoramento da rotação desse tipo de esteira por meio do inversor de frequência do motor não indica

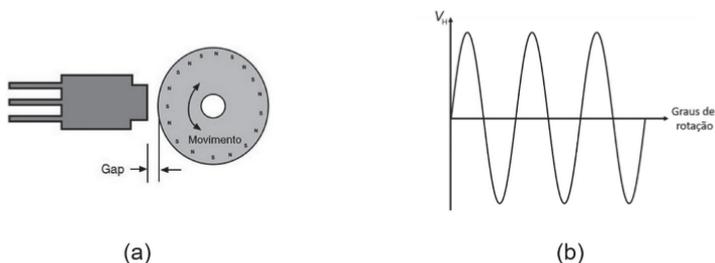
situações de quebra da esteira, quebra do acoplamento ou travamento nos rolos.

Qual seria sua sugestão de sensor para esse tipo de problema?

Resolução da situação-problema

Em ambientes industriais, geralmente se necessita de equipamentos de fácil instalação e manutenção. Por serem insensíveis a condições ambientais como poeira, umidade e vibração, é possível usar um sensor de efeito hall acoplado diretamente no eixo da correia para medir sua velocidade de rotação, conforme Figura 3.28(a). A forma do sinal que é obtido da saída de um sensor de Efeito Hall é determinada pelo posicionamento do sensor em relação ao campo magnético. O sinal gerado com esse arranjo é senoidal, como na Figura 3.28(b), e a velocidade do eixo é proporcional à sua frequência; quanto maior a frequência, maior a velocidade.

Figura 3.28 | Sensor de efeito Hall (a) usado como sensor de rotação e (b) tensão Hall V_H como função da rotação



Fonte: (a) adaptada de Balbinot e Brusamarello (2011a, p. 291); (b) elaborada pelo autor.

Ainda, caso haja um travamento no eixo da correia, o sinal de saída será uma tensão constante com magnitude dependente da posição dos polos do ímã permanente, instalado no eixo da correia em relação ao sensor de efeito Hall.

Faça valer a pena

1. Os termopares são sensores de temperaturas simples, robustos e de baixo custo, por isso, são muito usados em processos de medição de temperatura. Os termopares são sensores bimetálicos, ou seja, são constituídos de dois metais distintos, unidos em uma das extremidades.

Nos termopares, ocorrem três efeitos termelétricos, 1 – efeito Seebeck, 2 – efeito Peltier e 3 – efeito Thomson. Relacione-os com as descrições a seguir e assinale a alternativa correta.

I. Consiste na absorção e na liberação de calor com a passagem de corrente elétrica em um único metal.

II. Ao forçar uma corrente por uma junta de metais distintos, essa junta pode tanto aquecer quanto resfriar, dependendo da direção da corrente.

III. Um circuito fechado, formado por dois metais diferentes, é percorrido por uma corrente elétrica quando as junções estão expostas a uma diferença de temperatura. Se o circuito é aberto, uma força eletromotriz (fem) termelétrica aparece e depende somente dos metais e das temperaturas das junções do termopar.

a) 3 – I; 2 – II; 1 – III.

b) 2 – I; 1 – II; 3 – III.

c) 1 – I; 2 – II; 3 – III.

d) 3 – I; 1 – II; 2 – III.

e) 1 – I; 3 – II; 2 – III.

2. Em 1834, Jean Peltier descobriu que, ao forçar uma corrente por uma junta de metais distintos, cria-se um gradiente de temperatura nessa junção.

Considerando esse contexto, avalie as seguintes asserções e a relação proposta entre elas.

I. O efeito Peltier é considerado reversível.

PORQUE

II. Ele pode produzir calor ou retirar calor, dependendo da direção da corrente elétrica através da junção.

A respeito dessas asserções, assinale a opção correta.

- a) As asserções I e II são proposições verdadeiras, e a II é uma justificativa da I.
- b) As asserções I e II são proposições verdadeiras, mas a II não é uma justificativa da I.
- c) A asserção I é uma proposição verdadeira, e a II é uma proposição falsa.
- d) A asserção I é uma proposição falsa, e a II é uma proposição verdadeira.
- e) As asserções I e II são proposições falsas.

3. Em 1879, Edwin H. Hall, usando uma peça de ouro, descobriu o efeito que, hoje, leva o seu nome: efeito Hall.

Sobre o efeito Hall, complete as lacunas das sentenças a seguir:

À medida que cargas _____, em movimento, acumulam-se de um lado do material, aparecerá um campo _____ que também exercerá uma força sobre as cargas, mas em direção oposta à força _____. Consequentemente, haverá um equilíbrio de forças e a diferença de potencial resultante não aumentará indefinidamente. Essa diferença de potencial é conhecida como diferença de potencial transversal _____.

Agora, assinale a alternativa correta.

- a) negativas; magnético; de Lorentz; de Hall.
- b) positivas; magnético; de Hall; de Lorentz.
- c) negativas; eletromagnético; de Hall; de Lorentz.
- d) negativas; elétrico; de Lorentz; de Hall.
- e) positivas; magnético; de Lorentz; de Hall.

Referências

AGUIRRE, Luis Antonio. **Fundamentos de instrumentação**. São Paulo: Pearson Education, 2013. p. 331.

BALBINOT, Alexandre; BRUSAMARELLO, Valner João. **Instrumentação e fundamentos de medidas**: v. 1, 2. ed. Rio de Janeiro: LTC 2011a. p. 385.

_____. **Instrumentação e fundamentos de medidas**: v. 2, 2. ed. Rio de Janeiro: LTC 2011b. p. 385.

DIN IEC 751, **Temperature/resistance table for platinum sensors**. Lake Shore Cryotronics. 2000. Disponível em: <<http://www.lakeshore.com/Documents/F038-00-00.pdf>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

FRADEN, Jacob. **Handbook of modern sensors**. 4. ed. Nova York: Springer Verlag, 2010. p. 663.

FRANCHI, Claiton Moro. **Instrumentação de processos industriais – princípios e aplicações**. São Paulo: Érica, 2015. 335 p.

HALLIDAY, David; RESNICK, Robert; WALKER, Jearl. **Fundamentos de física**. v. 3, 10. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2016. p. 408.

MATULA, R. A. Electrical resistivity of copper, gold, palladium, and silver. **J. Phys. Chem.** Ref. 8, p. 1147–1298. 1979.

PALLÁS-ARENY, Ramón; WEBSTER, John G. **Sensors and signal conditioning**. 2. ed. Hoboken: Wiley-Blackwell, 2000. p. 608.

Aquisição de dados e elementos finais de controle

Convite ao estudo

Caro aluno, nesta unidade, finalizaremos nossa jornada nos estudos de instrumentação eletroeletrônica, conhecendo um pouco mais sobre os sistemas de aquisição de dados e os elementos finais de controle.

Sistemas de aquisição de dados e controle de dispositivos vêm sendo desenvolvidos para diferentes áreas de atuação, tanto industriais como científicas. O seu objetivo é apresentar ao observador os valores das variáveis ou dos parâmetros que estão sendo medidos. O avanço da microeletrônica, a crescente performance dos computadores pessoais, tal como a relação qualidade/preço e a sua confiabilidade, ferramentas de desenvolvimento de software cada vez melhores e o desenvolvimento de novas tecnologias de comunicação têm contribuído para a evolução dessa área. Na primeira seção, discutiremos a aquisição de dados para sensores e sistemas de controle.

A natureza expressa suas variações por meio de reações eletroquímicas ou físicas. Utilizando sensores adequados, essas variações podem ser captadas e convertidas em sinais elétricos proporcionais que são conhecidos como sinais analógicos. Os sinais digitais são aqueles que estabelecem um número finito de estados entre os valores máximo e mínimo do sinal em estudo. A etapa de conversão entre os sinais analógicos e digitais é extremamente importante na instrumentação e será assunto da segunda seção desta unidade.

Em muitas aplicações existentes, a aquisição de dados não se restringe apenas à aquisição, mas também compreende a

ações de controle sobre os sistemas em questão. O controle corresponde ao processo pelo qual os sinais digitais provenientes dos computadores são convertidos em sinais apropriados para atuar em diversos equipamentos de controle. Assim, na terceira seção, fecharemos nossos estudos com uma breve introdução aos elementos finais de controle.

Nesse contexto, imagine que você trabalha em uma empresa de consultoria em instrumentação e automação, atuando em áreas como especificação de instrumentos, coleta automática de dados e controle de processos.

Para que essa tarefa seja executada com qualidade e domínio, fique atento aos conceitos que serão apresentados nesta unidade.

Bons estudos!

Seção 4.1

Aquisição de dados para sensores e sistemas de controle

Diálogo aberto

Um **sistema de aquisição de dados** pode ser pensado como produtos ou processos utilizados para coletar informações com a finalidade de documentar ou analisar um fenômeno. De uma maneira bastante simplificada, ao registrar a temperatura de um forno em um pedaço de papel, um técnico está realizando uma aquisição de dados.

Retomando o nosso contexto, você trabalha em uma empresa de consultoria em instrumentação e automação, e sua empresa foi contratada por uma pequena cooperativa de agricultores que desejam monitorar e controlar a temperatura, a umidade e a irrigação nas suas estufas. Assim, que tipo de soluções a sua empresa pode oferecer para tirar o máximo proveito dessas estruturas?

Para tornar sua tarefa mais simples, nesta seção apresentaremos os sistemas de aquisição de dados.

Divirta-se!

Não pode faltar

Com os avanços tecnológicos, os processos de medição foram simplificados e tornaram-se mais precisos e confiáveis por meio de equipamentos eletrônicos. Assim, de um ponto de vista mais moderno, a aquisição de dados é o processo de medição de um fenômeno elétrico ou físico, como tensão, corrente, temperatura, pressão ou som, com o uso de um **computador**. Um **sistema de aquisição de dados** (DAQ – do inglês *data acquisition*) é formado por sensores, hardware de aquisição e medição de dados e um computador com software programável, como ilustrado na Figura 4.1.

Figura 4.1 | Arquitetura de um sistema de aquisição de dados



Fonte: <<http://www.ni.com/data-acquisition/what-is/pt/>>. Acesso em: 20 ago. 2017.

Os sinais de entrada gerados por sensores podem ser integrados em um dispositivo de aquisição de dados conectado a um sistema com base em um computador pessoal (PC). Comparados com os sistemas de medição tradicionais, os sistemas de aquisição de dados que utilizam PCs exploram capacidade de processamento, produtividade, sistemas de visualização e recursos de conectividade dos computadores padrão da indústria, possibilitando uma solução de medição mais poderosa, flexível e de melhor custo-benefício.

Como vimos na Unidade 3, um **sensor** converte um fenômeno físico em um sinal elétrico mensurável. Dependendo do tipo do sensor, sua saída elétrica pode ser uma característica de tensão, corrente, resistência ou outro atributo elétrico que varie com o tempo. Alguns sensores podem exigir componentes e circuitos adicionais para fornecer um sinal que possa ser lido com exatidão e segurança por um dispositivo de aquisição de dados.



Pesquise mais

Relembre os conceitos fundamentais do funcionamento dos sensores acessando o link da *National Instruments* <<http://www.ni.com/white-paper/4045/pt/>>. Acesso em: 20 ago. 2017.

Um **condicionador de sinal** é um módulo de circuito especificamente destinado a proporcionar dimensionamento de sinal, amplificação, linearização, compensação da junção fria, filtragem, atenuação, excitação, rejeição de modo comum e assim por diante. Algum desses circuitos, como a ponte de Wheatstone e circuitos com amplificadores, foram vistos na Unidade 2.

Os sinais dos sensores ou do mundo externo podem ser ruidosos demais ou demasiadamente perigosos para serem medidos diretamente. O condicionamento de sinal melhora a qualidade dos sinais dos sensores, que serão convertidos em um formato adequado para a entrada do hardware de aquisição de dados do PC. Uma das funções mais comuns de condicionamento de sinal é a amplificação. A amplificação do sinal de um sensor fornece ao conversor analógico-digital (A/D) um sinal muito mais forte e, assim, possibilita uma leitura com maior resolução.



Assimile

Para alcançar a mais alta resolução durante uma conversão A/D, o sinal amplificado deve ser aproximadamente igual ao intervalo de entrada máxima do conversor A/D.

Alguns dispositivos de aquisição de dados contêm condicionamento de sinais projetado para a medição com tipos específicos de sensores.



Pesquise mais

Faça uma breve revisão do condicionamento de sinais acessando o link da *National Instruments* <<http://www.ni.com/white-paper/10630/pt/>>. Acesso em: 20 ago. 2017.

O **hardware de aquisição de dados** atua como interface entre um computador e sinais do mundo externo, funcionando basicamente como um dispositivo que digitaliza sinais analógicos de entrada, de forma que um computador possa interpretá-los. Em geral, uma placa de aquisição de dados é composta pelos seguintes elementos:

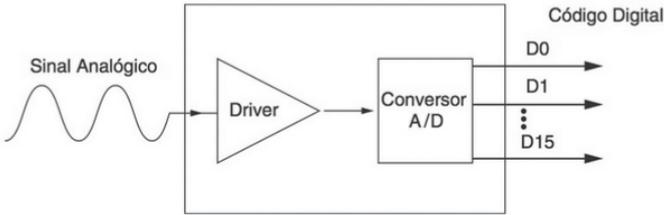
- Entradas e saídas analógicas.
- Conversores A/D e D/A.
- Entradas e saídas digitais.
- Contadores e temporizadores.

As especificações das **entradas analógicas** fornecem informações sobre as características e a precisão do sistema de aquisição de dados, sendo que as especificações mais básicas trazem informação sobre o número de canais, a taxa de amostragem, a resolução e a escala da entrada.

- O **número de canais** analógicos de entrada é especificado pelas entradas simples e diferenciais. As entradas simples são todas referenciadas a um terra comum. Tipicamente, essas entradas são usadas quando os sinais de entrada são de alto nível (maior que 1 V), as distâncias entre a fonte de sinal e o hardware de entrada analógica devem ser pequenas, geralmente inferiores a 3 m, e todos os sinais de entrada compartilham o mesmo terra. Se os sinais não se enquadram nesses critérios, é necessário utilizar entradas diferenciais. As entradas diferenciais têm uma conexão alta e uma baixa, exclusivas para cada canal. Os dispositivos de aquisição de dados têm entradas de terminação única ou diferenciais, sendo que muitos dispositivos funcionam com as duas configurações.
- A **taxa de amostragem** determina a frequência com que as conversões são efetuadas. Quanto maior for a taxa de amostragem, mais medidas do sinal serão realizadas em um mesmo intervalo de tempo e, assim, maior será a fidelidade do sinal digital em relação ao sinal analógico. De acordo com o teorema de Nyquist, a frequência de amostragem precisa ser maior que o dobro da maior frequência alcançada pelo sinal analógico para possibilitar que esse sinal possa ser reconstruído.
- A **resolução** de uma entrada analógica é o menor incremento de sinal que pode ser detectado por um sistema de aquisição de dados. A resolução pode ser expressa em bits, em proporções ou em porcentagem do fundo de escala.
- A **escala** refere-se aos níveis de tensão máxima e mínima que o conversor associado a essa porta é capaz de quantizar.

O **conversor analógico-digital (A/D)** produz uma saída digital diretamente proporcional a uma entrada de sinal analógico para digital que pode ser lida pelo computador, conforme Figura 4.2.

Figura 4.2 | Conversor analógico-digital

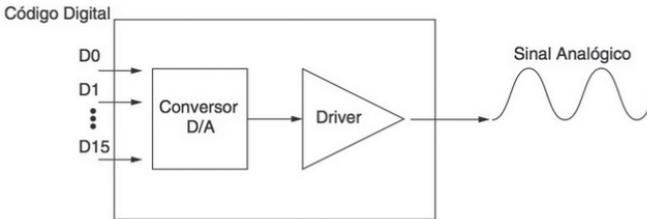


Fonte: Soloman (2012, p. 227).

A precisão da conversão depende da resolução e da linearidade do conversor. O ganho e os erros de offset do amplificador de entrada também afetam a sua precisão.

As **saídas analógicas** são geralmente necessárias para gerar estímulos apropriados a um sistema de aquisição de dados e controle, suas características dependem do conversor digital-analógico ao qual está associada. Um **conversor digital-analógico (D/A)** transforma informação digital para a tensão ou para a corrente analógica correspondente.

Figura 4.3 | Conversor digital-analógico



Fonte: Soloman (2012, p. 228).

Dentre as características mais significativas na seleção de um hardware D/A, estão o tempo de ajuste, o *slew rate* e a resolução da saída.

- O **tempo de ajuste** é o tempo necessário para a saída alcançar um modo estável.
- O **slew rate** é a taxa máxima de variação que o conversor digital-analógico pode produzir para o sinal de saída. O tempo

de ajuste e o *slew rate* trabalham juntos, na determinação da rapidez das alterações no nível do sinal de saída.

- A **resolução de saída** é o número de bits no código digital que gera o sinal analógico. Um número de bits elevado reduz a amplitude de cada incremento de tensão de saída, tornando possível, desse modo, a geração de sinais que variam suavemente.



Assimile

Um conversor digital analógico com um pequeno tempo de ajuste e um *slew rate* alto podem gerar sinais de alta frequência porque é necessário um tempo pequeno para alterar com precisão a saída para um novo nível de tensão.

Entradas e saídas digitais são úteis em muitas aplicações, tais como fechamento de contatos e monitoramento do estado de interruptores, controle industrial do tipo Liga/Desliga e comunicação digital. Geralmente, as interfaces de entrada e saída digital são usadas nos sistemas de aquisição de dados baseados em PC para controlar os processos, gerar padrões para teste e comunicar com os equipamentos periféricos. Em cada caso, os parâmetros incluem o número de linhas (entradas/saídas) digitais e a taxa à qual se pode admitir e gerar dados digitais nessas linhas, assim como a sua capacidade de acionamento. Se as linhas digitais são usadas para controlar eventos, tais como desligar aquecedores, motores ou luzes, normalmente, não é necessária uma taxa de dados alta, pois esses equipamentos não possuem uma resposta muito rápida. O número de linhas digitais está relacionado ao número de processos a serem controlados. Em cada um dos exemplos citados, a corrente necessária para acionar e desligar esses equipamentos deve ser menor que a corrente disponibilizada por eles.

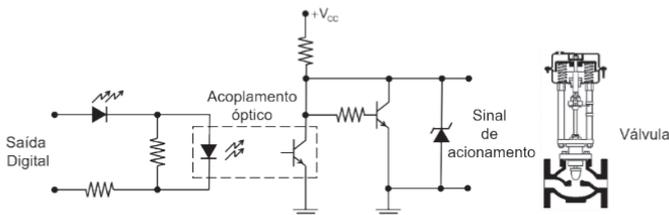


Exemplificando

Acessórios de condicionamento de sinais digitais apropriados podem usar sinais TTL – lógica transistor-transistor – de baixa corrente, do

hardware de aquisição de dados, para monitorar ou controlar tensões elevadas e sinais de corrente de dispositivos industriais. Por exemplo, a tensão e a corrente necessárias para abrir e fechar uma válvula grande são aproximadamente 100 V AC e 2 A. Uma vez que a saída de um dispositivo digital está em torno de 0 a 5 V DC e alguns miliampêres, é necessário um módulo de acionamento com acoplamento óptico para ativar o sinal de potência que controla a válvula, como pode ser visto em um exemplo simplificado na Figura 4.4.

Figura 4.4 | Aplicação da saída digital



Fonte: elaborada pelo autor.

Um **contador/temporizador** pode ser usado para realizar contagem de eventos, acompanhamento de medidas de fluxo, contagem de frequência, medidas de largura de pulso e período de tempo etc. É possível implementar todas essas aplicações utilizando três sinais típicos de contadores e temporizadores, são eles *gate*, fonte e saída. O **gate** é a entrada digital que é usada para habilitar ou desabilitar a função do contador. O sinal da **fonte** é a entrada digital que provoca o incremento do contador em cada impulso, gerando assim a base de tempo para as operações de temporização e contagem. A **saída** gera ondas quadradas ou pulsos na linha de saída.

As especificações mais importantes para operações de contagem e temporização são a resolução e a frequência de *clock*. A resolução é o número de bits que o contador utiliza, e a frequência de *clock* determina a velocidade a que se pode ativar a fonte de entrada digital.

A maioria dos hardwares de aquisição de dados e de controle é projetada com a multiplicidade de funções descritas anteriormente em um único cartão, ou placa, para um maior desempenho e flexibilidade. A aquisição de dados multifuncionais para hardware de alto desempenho pode ser obtida por meio de placas de computador especialmente projetadas por vários sistemas de aquisição de dados (SOLOMAN, 2012).

Os **cabos de ligação** representam a ligação física entre os transdutores e os sensores até os condicionadores de sinais e/ou dispositivos de aquisição de dados. Os cabos de ligação também fornecem a ligação física entre esses equipamentos e o computador. Nessas situações, esses cabos são vulgarmente designados como cabos de comunicação, tal como sucede na comunicação RS-232, RS-485 e USB. Em muitos dos sistemas de aquisição de dados, os cabos de ligação e comunicação representam o maior componente de todo o sistema, podendo tornar o sistema sensível a ruído externo. Esse componente passivo dos sistemas de aquisição é muitas vezes negligenciado durante o desenvolvimento dos sistemas, tornando-se uma importante fonte de erro e incerteza.

A atual rápida expansão do mercado de computadores pessoais oferece uma grande seleção de hardware e software de PC em uma ampla gama de preços. Um computador com software programável controla a operação do dispositivo de aquisição de dados, sendo usado para processamento, visualização e armazenamento de dados de medição. Diferentes tipos de computadores são usados em diferentes tipos de aplicações. Um desktop pode ser usado em um laboratório, por sua capacidade de processamento; um laptop pode ser usado em campo, por sua portabilidade; ou um computador industrial pode ser usado em uma fábrica, por sua robustez.



Pesquise mais

Veja como escolher o computador mais adequado para o seu sistema de medição acessando o link da *National Instruments* <<http://www.ni.com/white-paper/13660/pt/>>. Acesso em: 20 ago. 2017.

O software de driver permite que o software de aplicação interaja com um dispositivo DAQ. Ele simplifica a comunicação com o dispositivo DAQ, abstraindo comandos de hardware de baixo nível e a programação no nível do registro. Tipicamente, o software de driver para a aquisição de dados expõe uma interface de programação de aplicações (API) que é usada em um ambiente de programação para a construção de software de aplicação.

O software de aplicação facilita a interação entre o computador e o usuário na aquisição, análise e apresentação dos dados da medição. Ele é uma aplicação pré-construída, com funções predefinidas, ou um ambiente de programação destinado ao desenvolvimento de aplicações com funções customizadas. Aplicações customizadas são muitas vezes usadas para automatizar diversas funções de um dispositivo DAQ, executar algoritmos de processamento de sinais e exibir interfaces de usuário customizadas.

Em relação aos tipos de sistemas DAQ, existem atualmente inúmeras configurações e abordagens tecnológicas. Por exemplo, as **placas internas** (*plug-in*) são inseridas diretamente em um *slot* da placa-mãe de um computador. Os **sistemas USB** são externos, ligados ao computador por uma porta USB, por isso é uma solução bastante versátil. Os **sistemas de comunicação serial** também são externos, porém a ligação com o computador é feita através de uma porta de comunicação serial. Por fim, os **Controladores Lógicos Programáveis** (*Programmable Logic Controllers - PLCs*) são sistemas industriais que podem assumir diferentes formas, custos e desempenhos. Em termos muito básicos, podemos dizer que incorporam o sistema de aquisição de dados, o computador e a fonte de alimentação num único dispositivo compacto e robusto.



Refleta

Nesse ponto você deve ter notado que a descrição de um sistema de aquisição de dados é muito semelhante ao sistema de medição descrito na Unidade 1. Existe alguma diferença entre os dois sistemas? Qual seria essa diferença?

Sem medo de errar

Por meio da simulação de condições climáticas, é possível produzir em qualquer época, o que permite obter maiores receitas, já que, por exemplo, as frutas antes de época permitem preços de venda superiores, já que a oferta é menor. O investimento numa exploração agrícola em que se introduza esse tipo de produção é maior do que na exploração agrícola tradicional, contudo, permite produzir mais em áreas menores. Como foi dito, deseja-se monitorar e controlar a temperatura, a umidade e a irrigação nas estufas.

Por se tratar de uma pequena cooperativa, o orçamento é uma grande preocupação, portanto é indicado sugerir estratégias de controle simples e equipamentos de menor custo.

Em estufas simples, o controle climático é feito por janelas, que podem ser automatizadas com um termostato e uma simples estratégia de controle liga/desliga com histerese, isto é, a janela é aberta quando a temperatura sobe e atinge uma determinada temperatura, por exemplo 25 °C, e fecha-se quando a temperatura desce e atinge uma segunda instrução, por exemplo 20 °C. Essa diferença de 5 °C impede que oscilações rápidas de temperatura causem algum dano no motor elétrico que iria fechar e abrir a janela repetidamente.

A umidade relativa do ar é outro fator importante na produção em estufa, por isso deve ser controlada tanto quanto possível. Em estufas não aquecidas e com problemas de condensação, uma estratégia possível é a abertura limitada da janela do telhado nas primeiras horas da manhã, com uma abertura de cerca de 20 cm.

Um sistema de irrigação da estufa normalmente inclui um tanque de regulação (ou simplesmente um poço), aspersores e um sistema de distribuição. O aspersor de irrigação geralmente inclui uma unidade de bombeamento, um sistema de filtragem e unidades de fertirrigação. A unidade de fertirrigação conta com tanques de elementos nutritivos, injetores, bombas de dosagem, sensores, eletroválvulas e equipamentos de controle. A rega pode ser controlada em função de vários fatores. O método mais simples é programar tempos de rega fixos para cada cultura e época do ano com base na experiência do produtor.

O controle, como sugerido, pode ser feito em um computador pessoal; em termos de custo, seu computador responderá por uma grande parte do custo total do sistema. Os recursos e o modelo do computador são os maiores responsáveis pelo custo final. A escolha de um computador para sua aplicação é uma escolha entre preço e desempenho; os recursos melhores custam mais e levam o preço para cima. Por exemplo, um computador com um processador mais rápido é mais caro.

Para escolher a placa de aquisição de dados, será preciso listar os requisitos mínimos que a placa deve atender.

- **Duas entradas digitais:** para realizar as leituras das temperaturas mínima e máxima adequadas ao controle liga/desliga de climatização da estufa.
- **Um temporizador:** a fim de controlar a abertura da janela do telhado para controle de umidade.
- **Um temporizador:** para controlar a irrigação.
- **Duas saídas digitais:** para acionar os motores responsáveis pela abertura das janelas.
- **Uma saída digital:** para acionar a válvula de irrigação.

Assim, faça uma busca e descubra quais placas de aquisição de dados preenchem esses requisitos, isto é, que possuem pelo menos 2 entradas digitais, 3 saídas digitais e 2 temporizadores.

Avançando na prática

Escolha do hardware de aquisição de dados para o sistema de medição

Descrição da situação-problema

Ao trabalhar com instrumentação, frequentemente você optará por utilizar um hardware de aquisição de dados no seu sistema

de medição. Nesse caso, quais parâmetros você deve analisar para escolha do melhor hardware de aquisição de dados para sua aplicação?

Resolução da situação-problema

Cinco perguntas podem guiar você na escolha do hardware de aquisição de dados para sua aplicação:

1. Que tipos de sinais preciso medir ou gerar?
2. Necessito de condicionamento de sinais?
3. Com que velocidade preciso adquirir ou gerar amostras do sinal?
4. Qual é a menor variação no sinal que preciso detectar?
5. Qual é a quantidade de erro de medição permitida pela minha aplicação?

Diferentes tipos de sinais devem ser medidos e de maneiras diferentes. Com base nos sinais da sua aplicação, você poderá começar a pensar no dispositivo de aquisição de dados que irá usar. Entradas analógicas medem sinais analógicos, saídas analógicas geram sinais analógicos, entradas/saídas digitais medem e geram sinais digitais e contadores/temporizadores contam eventos digitais ou geram pulsos/sinais digitais. Existem dispositivos que são dedicados a somente uma dessas funções e há dispositivos que são multifuncionais, trabalhando com todas elas.

Um dispositivo de aquisição de dados típico pode medir ou gerar $\pm 5 \text{ V}$ ou $\pm 10 \text{ V}$. Alguns sensores geram sinais que podem ser difíceis ou perigosos para serem medidos diretamente, de modo que a maioria deles requer condicionamento de sinais. É possível incluir no seu sistema o condicionamento de sinais externo ou utilizar um dispositivo de aquisição que tenha condicionamento de sinais integrado.

Uma das especificações mais importantes de um dispositivo de aquisição de dados é a sua taxa de amostragem, que é a velocidade

na qual o seu dispositivo obtém amostras de um sinal. Segundo o teorema de Nyquist, você deve escolher um dispositivo que tenha pelo menos 2 vezes a frequência do sinal a ser medido, no entanto, na prática é comum escolher um dispositivo que tenha frequência de pelo menos 10 vezes a frequência do sinal a ser medido.

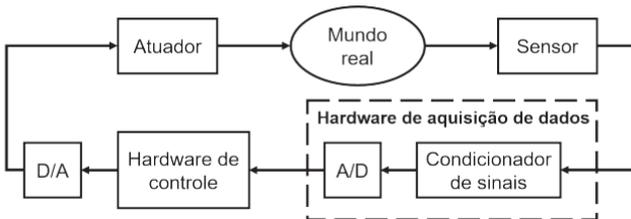
A menor variação detectável em um sinal irá determinar a resolução necessária para o seu dispositivo.

Por fim, a exatidão é uma medida que mostra a capacidade de um instrumento de indicar fielmente o valor de um sinal medido. Claramente, todos esses fatores influenciarão no custo do dispositivo de aquisição de dados.

Faça valer a pena

1. Um sistema de aquisição de dados pode ser pensado como produtos ou processos utilizados para coletar informações a fim de documentar ou analisar um fenômeno. Um sistema de aquisição de dados é formado por sensores, hardware de aquisição e medição de dados e um computador com software programável, como ilustrado na Figura 4.5.

Figura 4.5 | Arquitetura de um sistema de aquisição de dados



Fonte: elaborada pelo autor.

Nesse contexto, avalie as afirmações a seguir:

I. Um sensor converte um fenômeno físico em um sinal elétrico mensurável. Sua saída elétrica pode ser uma característica de tensão, corrente, resistência ou outro atributo elétrico que varie com o tempo.

II. Um condicionador de sinal é um módulo de circuito especificamente

destinado a proporcionar dimensionamento de sinal, amplificação, linearização, compensação da junção fria, filtragem, atenuação, excitação, rejeição de modo comum e assim por diante.

III. O hardware de aquisição de dados atua como interface entre um computador e sinais do mundo externo, funcionando basicamente como um dispositivo que digitaliza sinais analógicos de entrada, de forma que um computador possa interpretá-los.

É correto o que se afirma em:

- a) I, apenas.
- b) I e III, apenas.
- c) II, apenas.
- d) II e III, apenas.
- e) I, II e III.

2. Sistemas de aquisição de dados e controle de dispositivos vêm sendo desenvolvidos para diferentes áreas de atuação, tanto industriais como científicas. O seu objetivo é apresentar ao observador valores das variáveis ou parâmetros que estão sendo medidos.

Nesse contexto, considere os parâmetros abaixo:

- I. Tipo de sinal a ser medido.
- II. Necessidade de condicionamento do sinal.
- III. Taxa de amostragem.
- IV. Resolução.
- V. Exatidão.

Assinale a alternativa que apresenta os parâmetros que devem ser analisados na escolha do hardware de aquisição de dados.

- a) I, II, III e IV, apenas.
- b) II, IV e V, apenas.
- c) I, III, V, apenas.
- d) I, II e IV, apenas.
- e) I, II, III, IV e V.

3. O hardware de aquisição de dados atua como interface entre um computador e sinais do mundo externo, funcionando basicamente como um dispositivo que digitaliza sinais analógicos de entrada de forma que um computador possa interpretá-los.

Considere os seguintes elementos:

- I. Entradas analógicas.
- II. Conversores A/D.
- III. Conversores D/A.
- IV. Saídas analógicas.
- V. Entradas e saídas digitais.
- VI. Cabos de ligação.
- VII. Contadores e temporizadores.

Uma placa de aquisição de dados é geralmente composta por quais desses elementos? Assinale a alternativa correta.

- a) I, III, V e VII, apenas.
- b) I, II, III e IV, apenas.
- c) III, V, VI e VII, apenas.
- d) I, II, III, IV, V e VII, apenas.
- e) I, II, III, IV, V, VI e VII.

Seção 4.2

Conversores A/D e D/A

Diálogo aberto

Como pudemos ver ao longo das unidades anteriores, a natureza expressa suas variações por meio de reações eletroquímicas, físicas, entre outras. Utilizando os sensores adequados, essas variações podem ser captadas e convertidas em sinais elétricos proporcionais, que são chamados de sinais analógicos. Os sinais analógicos dos sensores devem ser convertidos em digitais antes de serem manipulados por equipamentos digitais, como os computadores. E, por fim, caso seja de interesse, após manipular os dados em um computador, atuar no processo, é necessário converter um sinal digital em sinal analógico.

Retomando o nosso contexto, você trabalha em uma empresa de consultoria em instrumentação e automação, e sua empresa agora foi contratada por uma pequena metalúrgica que deseja monitorar a temperatura de um dos seus fornos por meio de um computador pessoal. O forno em questão atinge, no máximo, 650 °C. Eles já possuem em seu estoque um termopar do tipo J e um conversor analógico-digital de 8 bits. O que eles desejam da sua consultoria é que o equipamento seja ajustado para que não sejam perdidas informações importantes da medição. Assim, que tipo de solução sua empresa pode oferecer?

Para tornar sua tarefa mais simples, nesta seção apresentaremos os conceitos de sinais analógicos e digitais, assim como os conversores analógico-digital e digital-analógico.

Bons estudos!

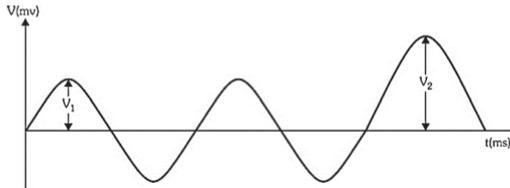
Não pode faltar

Em uma definição informal, os **sinais analógicos** são todos aqueles que podem assumir qualquer valor dentro de determinados limites e

que levam a informação na sua amplitude; podem ser classificados como **variáveis** ou **contínuos**.

Os sinais analógicos variáveis podem ser representados por um conjunto de senoides de frequências variadas, como sinais senoidais de frequência constante, conforme Figura 4.6, e que representam a informação pela sua amplitude.

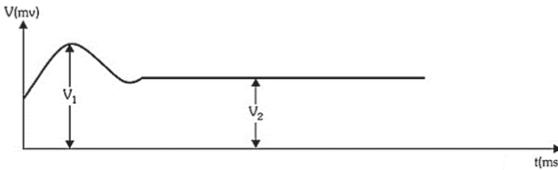
Figura 4.6 | Sinal analógico variável



Fonte: Fialho (2010, p. 222).

Os sinais analógicos contínuos são aqueles que possuem valor médio diferente de zero, como na Figura 4.7.

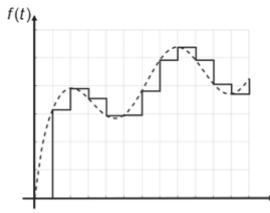
Figura 4.7 | Sinal analógico contínuo



Fonte: Fialho (2010, p. 223).

Os **sinais digitais**, por sua vez, são uma sequência discreta em amplitude, de modo que o conjunto de valores que ele pode assumir é finito, como podemos ver no exemplo da Figura 4.8.

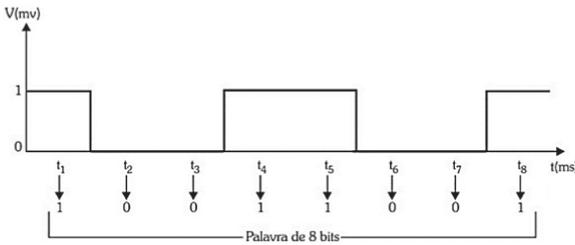
Figura 4.8 | Sinal digital



Fonte: elaborada pelo autor.

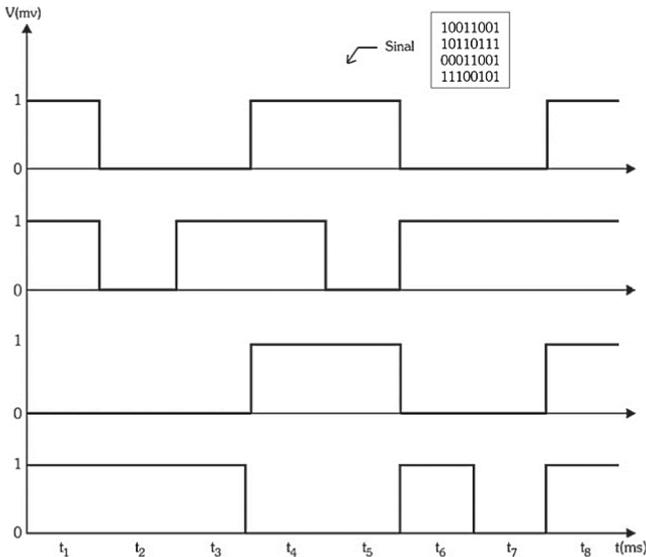
No entanto, em comunicação de dados, é mais comum utilizar o código binário, no qual a informação é representada por um certo número de estados binários dependente da variável e da incerteza pretendida. As variáveis binárias podem ser transmitidas de duas maneiras: **em série**, como seqüências de níveis zero e um, como na Figura 4.9, ou através de seqüências simultâneas, **em paralelo**, de diversos sinais binários independentes em um único instante de tempo, conforme Figura 4.10.

Figura 4.9 | Sinal binário no formato série



Fonte: Fialho (2010, p. 223).

Figura 4.10 | Sinal binário no formato paralelo



Fonte: Fialho (2010, p. 224).



O formato binário serial é utilizado quando a comunicação se dá por meio de um só fio, por exemplo, na comunicação por fibra óptica. Já o formato binário paralelo é comumente usado em comunicações de hardwares, como algumas impressoras, por meio de vários fios que acionam motores de passo (FIALHO, 2010).

Um **conversor analógico-digital (A/D)** recebe um sinal elétrico analógico de entrada e, depois de um certo tempo, produz um código digital de saída que representa a entrada. Muitos tipos importantes de conversores A/D possuem, também, como parte dos seus circuitos, um conversor digital-analógico (D/A).



O número de níveis em que um sinal analógico pode ser dividido é uma função do número de bits da palavra. Por exemplo, se existem N bits, haverá 2^N níveis. Consequentemente, uma palavra de 3 bits tem $2^3 = 8$ níveis, ou estados biestáveis. O Quadro 4.1 mostra um sinal analógico de 0 a 1,4 V, numa palavra de 3 bits. Não havendo sinal, todos os bits na palavra são 0. Quando a tensão de entrada for igual a 0,2 V, o primeiro bit é 1.

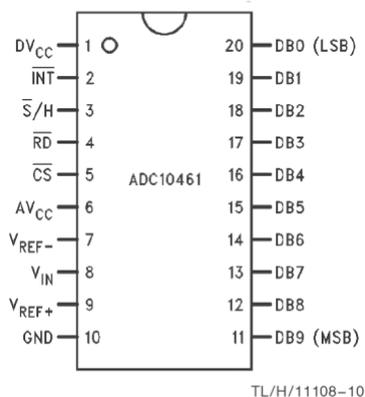
Quadro 4.1 | Conversão analógico digital

Entrada em V	Palavra	Sinal
0,0	000	
0,2	001	
0,4	010	
0,6	011	
0,8	100	
1,0	101	
1,2	110	
1,4	111	

Fonte: elaborado pelo autor.

O processo de conversão de sinal analógico em digital dá-se, geralmente, em quatro passos distintos: **amostragem**, **retenção**, **quantificação** e **codificação**. Inicialmente, os dois primeiros passos realizavam-se por meio de amplificadores, enquanto os dois últimos eram realizados pelo conversor A/D propriamente dito. No entanto, o desenvolvimento no campo dos circuitos integrados possibilitou que um só chip contivesse todo o processo de conversão analógico-digital, por exemplo, no conversor ADC10461, visto na Figura 4.11.

Figura 4.11 | Conversor ADC10461 TL/H/11108-10 *Dual-In-Line Package* – vista superior



Fonte: National (1994, p. 9).

Na **amostragem**, é intuitivo pensar que a forma mais fácil de converter um sinal analógico em digital seria tomar diferentes amostras do sinal, o mais próximo possível umas das outras, representar o seu valor instantâneo por um código digital e trabalhar com ele. E, é lógico supor que, quanto mais amostras tomarmos, mais fácil será reconstruir o sinal original. Devemos considerar, no entanto, que o número de amostras que podemos ter será determinado pela velocidade dos circuitos utilizados. Desse modo, em certo ponto, não seria possível realizar a conversão A/D por falta de velocidade nos circuitos.

Pelo teorema de Nyquist, para amostrar um sinal analógico sem distorção, deverá ser usada uma frequência de amostragem maior que, pelo menos, o dobro da frequência mais alta do sinal amostrado;

no entanto, na prática é comum utilizar a relação $f_a = 10 \cdot f_{\max}$, em que f_a é a frequência de amostragem e f_{\max} a frequência mais alta do sinal amostrado.

A **retenção** também é provocada pelas limitações dos componentes eletrônicos. O conversor A/D necessita de um certo tempo para realizar a conversão do sinal analógico em digital. Esse tempo, chamado tempo de conversão, decorre desde o início da quantificação até a obtenção do código digital na saída.



Refleta

Como foi dito, o tempo de conversão é uma limitação do hardware do conversor. Nesse caso, o que aconteceria se o tempo de amostragem escolhido fosse menor que o tempo de conversão? Caso isso ocorra, qual seria uma maneira de lidar com isso?

A magnitude de cada uma das amostragens recebidas é definida na **quantificação** do sinal. Uma vez que os dados são representados em códigos binários, a resolução ou a sensibilidade da quantificação é diretamente relacionada com o fundo de escala do conversor e o número de bits que dispomos para quantificar a amostragem.



Assimile

Resolução ou sensibilidade de um conversor A/D é a mínima variação do sinal analógico que provoca uma variação do código de saída até o imediatamente superior ou inferior (FIALHO, 2010).

Desse modo,

$$S = \frac{1}{2^N - 1} \cdot F, \quad (4.1)$$

em que S é a sensibilidade do conversor A/D, N é o número de bits disponíveis para quantificar a amostragem (palavra), e F é a amplitude da faixa do conversor, ou seja, a diferença entre o valor de entrada máximo e o valor de entrada mínimo.



Para cada um dos diferentes códigos de saídas, ou níveis quantizados, há uma certa quantidade de sinal e, para seus valores máximos e mínimos, teremos um único código de saída. Esse efeito é chamado de *erro de quantificação*. Por exemplo, considere um conversor A/D de aproximação sucessiva de 10 bits, do tipo ADC10461 (NATIONAL, 1994), com fundo de escala de 5 V e tensão mínima 0. Assim, aplicando (4.1), temos:

$$S = \frac{1}{2^{10} - 1} \cdot 5 \text{ V} = \frac{1}{1023} \cdot 5 \text{ V} \cong 4,8 \text{ mV}.$$

Ou seja, o menor sinal analógico que esse conversor é capaz de ler corresponde a uma tensão de 4,8 mV.

Assim, a saída digital para uma tensão de entrada de 0 V será a palavra

DB9	DB8	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Essa saída permanecerá para qualquer valor de tensão de entrada no intervalo $[0; 4,8)$ mV. Para uma tensão de entrada de 4,8 mV, a saída digital será a palavra

DB9	DB8	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

E assim, sucessivamente, semelhante ao apresentado no Quadro 4.1.

Quanto à **codificação**, o número de diferentes bits disponíveis em um conversor para quantificação é relacionado ao número de bits do conversor e vice-versa, relacionados pela seguinte expressão:

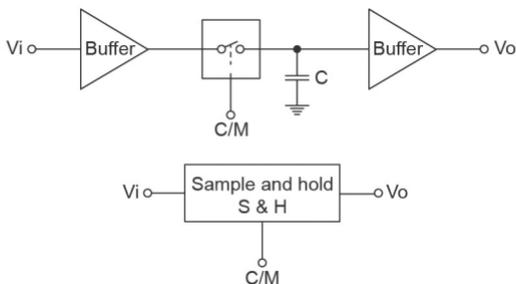
$$P \leq 2 \cdot n, \quad (4.2)$$

em que n é o número de dígitos e P a quantidade de diferentes níveis de quantificação.

Existem diversas técnicas para realizar uma conversão analógico-digital, e elas, basicamente, podem ser agrupadas em dois grupos: **conversores de cadeia aberta**, em que não existe nenhum tipo de alimentação interna, obtendo a informação de forma direta; e **conversores de cadeia fechada**, que possuem um ramo de alimentação do qual faz parte geralmente um conversor D/A.

A Figura 4.12 ilustra um diagrama de blocos de um circuito de captura e manutenção (*sample and hold*), utilizado para amostragem de sinal analógico durante um certo intervalo de tempo e para manter o valor armazenado, geralmente em um condensador, enquanto dura a conversão A/D propriamente dita.

Figura 4.12 | Circuito de captura e manutenção (*sample and hold*)



Fonte: adaptada de Fialho (2010, p. 229).

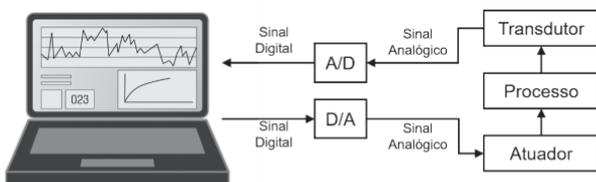


Pesquise mais

Para conhecer mais tipos de conversores A/D, leia a seção 9.4 do livro **Instrumentação Industrial – Conceitos, Aplicações e Análises**, de FIALHO (2010), disponível na nossa biblioteca virtual em <<https://biblioteca-virtual.com/detalhes/parceiros/5>>. Acesso em: 25 set. 2017.

Ao monitorar processos por meio de conversores analógicos-digitais, geralmente, é desejável interagir com esses processos sempre que necessário. Nesse caso, é fundamental que exista um sistema de conversão que possibilite interpretar os dados que foram inseridos no computador, ou processador, e convertê-los no formato analógico. Esse recurso é possível com a utilização de um **conversor digital-analógico (D/A)**, como na Figura 4.13.

Figura 4.13 | Monitoramento e controle de um processo por interface A/D e D/A



Fonte: adaptada de Fialho (2010, p. 232).

Os conversores D/A são dispositivos que recebem como entrada um sinal digital, na forma de uma palavra de n bits, e disponibilizam na sua saída uma informação analógica cujo formato pode ser tanto na forma de tensão ou de corrente. Cada código de entrada corresponde a um único valor de tensão, mesmo que, posteriormente, o sinal seja filtrado para que a variação de um nível de saída em relação ao seu antecessor e ao seu precedente seja o mais parecido possível com o original. Portanto, assim como o conversor A/D faz a amostragem do sinal analógico, o conversor D/A busca fazer a passagem inversa para obter a mesma série de amostragem da origem.

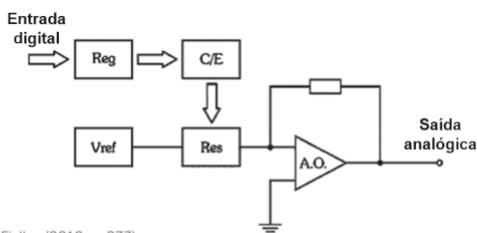
Apesar de se supor que, nesse caso, seja possível variar a tensão de referência por meio da atuação de um sinal gerado para esse fim, fazer o controle de um processo por meio de uma interface A/D e D/A possibilita adequar o sinal de saída às necessidades que venham a existir em cada caso, sem ocasionar a perda de informação do sinal analógico original. Essa colocação é feita porque, na maior parte dos casos, os códigos digitais de entrada correspondem a um sinal analógico conhecido.



Exemplificando

Para entender melhor o funcionamento interno de um conversor D/A, observe o diagrama de blocos geral no exemplo da Figura 4.14.

Figura 4.14 | Diagrama de blocos de um conversor D/A



Fonte: adaptada de Fialho (2010, p. 233).

O **bloco Reg** é formado, em geral, por um conjunto de registradores que tem como finalidade armazenar a informação do sinal digital de entrada enquanto a conversão é realizada, assim não é necessário que as linhas de entrada mantenham os dados na entrada.

O **bloco C/E** (comutadores eletrônicos) tem como função proporcionar as tensões de referência para cada uma das linhas de entrada que contém as palavras.

O **bloco RES** (bloco de resistências) é encarregado de criar a tensão ou a corrente correspondente a cada linha para que a saída obtida no amplificador operacional seja proporcional ao código fornecido.

A tensão de referência **Vref** seleciona o fim de escala da tensão de saída para que seja possível variar esse parâmetro conforme o necessário.

Por fim, o amplificador operacional de saída, **AO**, é o encarregado de fornecer a tensão ou a corrente final proporcional ao código de entrada.

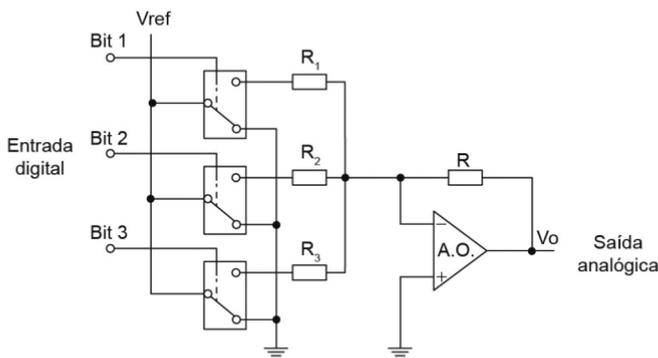
Assim como nos conversores A/D, existem diversos parâmetros que definem as características dos conversores D/A. Por exemplo, **a resolução** ou **a sensibilidade** de um conversor D/A é a menor variação na tensão de saída quando um código de entrada tem a variação de um bit.

O **tempo de estabelecimento** equivale ao tempo que decorre desde o instante que o código digital é disponibilizado na entrada do conversor até o instante em que a saída alcance o nível analógico correspondente.

A **margem dinâmica** determina os valores máximos e mínimos entre os quais o sinal lógico de saída varia. Com isso, temos que o **erro de deslocamento** é a tensão ou a corrente de saída quando a palavra digital de entrada corresponde ao valor analógico zero e o **erro de fim de escala** é o desvio que sofre a saída em relação ao seu valor ideal, devido às próprias variações dos componentes utilizados.

Por fim, a Figura 4.15 apresenta um esquema simplificado de um conversor D/A. Há um grupo de comutadores eletrônicos que se ativa por tensão, um grupo de resistências que proporciona uma corrente correspondente a cada bit de entrada, ativando o amplificador operacional de saída, o qual funciona como somador e fornece o sinal analógico proporcional ao dado de entrada.

Figura 4.15 | Conversor D/A básico



Fonte: adaptada de Fialho (2010, p. 236).



Pesquise mais

Para conhecer mais tipos de conversores D/A, leia a seção 9.6 do livro **Instrumentação Industrial – Conceitos, Aplicações e Análises**, de FIALHO (2010), disponível na nossa biblioteca virtual em <<https://biblioteca-virtual.com/detalhes/parceiros/5>>. Acesso em: 25 set. 2017.

Sem medo de errar

Sua empresa foi contratada por uma pequena metalúrgica para dar consultoria sobre o monitoramento de temperatura em um dos seus fornos. O forno em questão atinge temperaturas de, no máximo, 650 °C. A metalúrgica dispõe de um termopar tipo J com um conversor A/D de 8 bits para que seja possível monitorar a temperatura do forno em um computador pessoal.

Considerando que o erro do termopar do tipo J é de 0,75% para a faixa de operação de 227 °C a 750 °C, você deve ajustar o fundo de escala do conversor para que a resolução seja no mínimo igual ao erro do termopar.

Assim, o erro do termopar é dado por:

$$\text{erro} = 0,75\% \cdot 650 = 4,875 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Portanto, para que a sensibilidade do conversor A/D seja, o fundo

de escala deve ser ajustado de modo que

$$S = 4,875 \text{ } ^\circ\text{C},$$

$$S = \frac{1}{2^N} \cdot FE,$$

$$4,875 = \frac{1}{2^8} \cdot FE,$$

$$FE = 4,875 \cdot 256$$

$$FE = 1248$$

Assim, o fundo de escala do conversor deve ser ajustado para 1248.

Avançando na prática

Controle digital de velocidade de um motor CC

Descrição da situação-problema

É comum, nos processos industriais, a necessidade de operar com velocidade de rotação variável. Uma possível solução seria adotar uma troca da relação de polias, caixas de redução ou sistemas de fricção. No entanto, essas soluções implicam a parada do processo para se realizar a alteração, além de uma operação de baixo rendimento. Dentre os tipos de motores, o de corrente contínua foi o primeiro a ser utilizado na indústria e se destaca pela simplicidade em se controlar velocidade de rotação e torque.

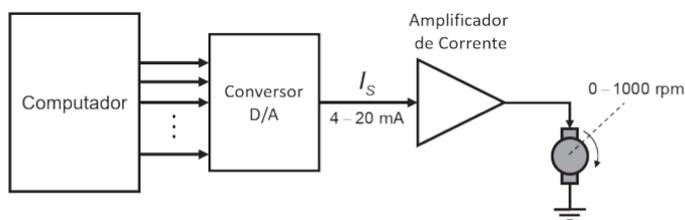
Imagine que você é o responsável pela equipe de inovações de uma indústria e foi requisitado para propor um controlador de velocidade de um motor CC, para produzir velocidades de 0 a 1000 rpm (rotações por minuto), utilizando um computador pessoal. O seu controlador deve ser capaz de produzir velocidades que variem de, no máximo, 2 rpm. Apresente uma possível solução.

Resolução da situação-problema

A Figura 4.16 mostra um computador controlando a velocidade de um motor. Uma corrente analógica entre 4 a 20 mA é amplificada

para produzir velocidades de 0 a 1000 rpm. A resolução de um conversor D/A é a menor modificação que pode ocorrer em sua saída analógica, resultante de uma alteração na entrada digital, nesse caso, 2 rpm.

Figura 4.16 | Esquema de controle digital de velocidade de um motor CC



Fonte: elaborada pelo autor.

Cada degrau de saída do conversor D/A irá produzir uma mudança na velocidade do motor. Como desejamos que a mudança seja de, no máximo, 2 rpm, são necessários 500 degraus. Portanto, agora é preciso determinar quantos bits são necessários para gerar um mínimo de 500 degraus de 0 até a máxima velocidade desejada de 1000 rpm. O número de degraus é obtido por $2^N - 1 \geq 500$, portanto, $2^N \geq 501$.

Uma vez que $2^8 = 256$ e $2^9 = 512$, o menor número de bits necessários no conversor é **nove**. Claro que você poderia sugerir um conversor com mais bits, porém isso acarretaria um maior custo.

Faça valer a pena

1. Como pudemos ver ao longo das unidades anteriores, a natureza expressa suas variações por meio de reações eletroquímicas, físicas, entre outras. Utilizando os sensores adequados, essas variações podem ser captadas e convertidas em sinais elétricos proporcionais, que são chamados de sinais analógicos.

Nesse contexto, avalie as afirmações a seguir:

I. Os sinais analógicos são todos aqueles que podem assumir qualquer

valor dentro de determinados limites, levam a informação na sua amplitude e podem ser classificados como variáveis ou contínuos.

II. Os sinais digitais são uma sequência discreta no tempo e em amplitude. Desse modo, um sinal digital é definido somente para determinados instantes de tempo, e que o conjunto de valores que ele pode assumir é finito.

III. Em comunicação de dados, é comum utilizar o código binário, no qual a informação é representada por um certo número de estados binários dependente da variável e da incerteza pretendida.

É correto o que se afirma em:

- a) I, apenas.
- b) II, apenas.
- c) I e III, apenas.
- d) I e II, apenas.
- e) I, II e III.

2. Um conversor analógico-digital (A/D) recebe um sinal elétrico analógico de entrada e, depois de um certo tempo, produz um código digital de saída que representa a entrada.

O processo de conversão de sinal analógico em digital dá-se, geralmente, em quatro passos distintos; são eles:

- a) Amostragem, resolução, margem dinâmica e codificação.
- b) Tempo de estabelecimento, retenção, quantificação e codificação.
- c) Amostragem, retenção, tempo de estabelecimento e codificação.
- d) Amostragem, retenção, quantificação e codificação.
- e) Tempo de estabelecimento, margem dinâmica, resolução e sensibilidade.

3. A resolução ou sensibilidade de um conversor A/D é a mínima variação do sinal analógico que provoca uma variação do código de saída até ao imediatamente superior ou inferior.

Quantos bits um conversor A/D com fundo de escala de 10 V e tensão mínima 0 V deve ter para se alcançar uma sensibilidade de até 10 mV?

- a) 9 bits.
- b) 10 bits.
- c) 11 bits.
- d) 5 bits.
- e) 8 bits.

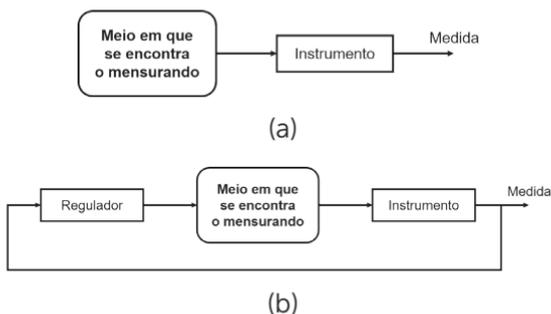
Seção 4.3

Elementos finais de controle

Diálogo aberto

Como vimos no decorrer de todo este livro, os sistemas de medição podem ter diversas aplicações, cumprindo, assim, vários objetivos. Podemos ter *sistemas de medição para verificação de grandezas*. Nesses casos, os sistemas de instrumentação medem certas variáveis com a finalidade de verificar seus valores, como ilustrado na Figura 4.17(a). Temos também *sistemas de medição para aplicações em malha fechada*. Nesse grupo, os sinais de saída são realimentados e utilizados em malha fechada, como mostra a Figura 4.17(b).

Figura 4.17 | Operação de instrumentos
(a) malha aberta; (b) malha fechada



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 4).

Alguns sistemas tomam decisões automaticamente e atuam baseados na medição feita. Na Figura 4.17(b), o bloco denominado regulador indica equipamentos responsáveis pela tomada de decisão e por sua implementação.

Retomando o nosso contexto, você trabalha em uma empresa de consultoria em instrumentação e automação, e sua empresa agora foi contratada por um clube. Após a crise hídrica de 2014 – 2016, a diretoria do clube decidiu construir um sistema de cisternas para armazenar água proveniente da chuva. Nesse momento, você precisa

propor uma solução de controle para manter a caixa d'água do clube em um certo nível, usando a água da cisterna.

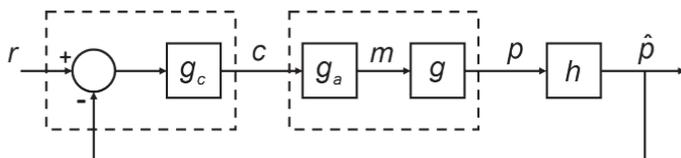
Para facilitar sua tarefa, nesta seção apresentaremos uma breve introdução dos elementos finais de controle.

Bons estudos! Espero que tenha gostado.

Não pode faltar

Para finalizar o conteúdo trabalhado até este momento, vamos pensar na Figura 4.17(b) de uma forma mais detalhada, como pode ser vista na Figura 4.18. O bloco mais à esquerda inclui um comparador e uma lei de controle, indicada por g_c . Em geral, em textos que tratam de teoria de controle, a própria lei de controle recebe o nome de controlador, mas no contexto de instrumentação o controlador é um equipamento que inclui o somador, mostrado na Figura 4.18, e pode também incluir conversores A/D e D/A, não indicados. A saída da lei de controle é a ação de controle, indicada por c . Essa ação é uma decisão de como atuar, a fim de atingir o alvo de controle, ou seja, é fazer com que a variável p siga a referência r . Para isso, é necessário manipular alguma variável do processo. A variável m é manipulada pelo atuador g_a , e a função g representa a relação entre a variável manipulada m e a variável do processo p . A indicação desse instrumento, \hat{p} , dada por um sensor, um transmissor, entre outros, é uma estimativa da variável do processo.

Figura 4.18 | Diagrama de blocos de uma malha de controle com realimentação negativa



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 301).

Esta seção é dedicada a uma breve descrição de elementos finais de controle, ou seja, de alguns **atuadores** comumente encontrados

em malhas de controle industriais. Em particular, serão mencionadas válvulas e conjunto inversor-motor-bomba.

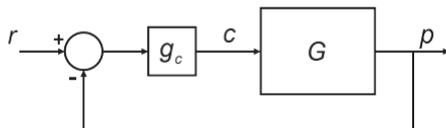


Pesquise mais

Outros atuadores incluem resistências (aquecedores), células Peltier, cristais piezoelétricos (microatuadores), entre outros. Embora já tenhamos tratado de alguns desses dispositivos e dos seus princípios físicos neste livro, reforce o seu conhecimento e pesquise mais sobre o assunto. Um bom ponto de partida são o capítulo 11 do livro **Elementos de Automação** (CAMARGO, 2014) e o capítulo 3 do livro **Automação industrial na prática** (LAMB, 2015), ambos disponíveis na nossa biblioteca virtual em <<https://biblioteca-virtual.com/detalhes/parceiros/5>>. Acesso em: 5 out. 2017.

Antes de descrevermos esses atuadores, vamos rerepresentar a malha de controle da Figura 4.18 de maneira simplificada, como mostra a Figura 4.19.

Figura 4.19 | Malha de controle simplificada



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 302).

Para chegar nessa representação, foram feitas algumas considerações. A primeira é que o sensor é ideal, ou seja $h = 1$ (realimentação unitária). É importante salientar que, se o sensor em questão não apresentar erro sistemático e se estiver calibrado para que sua indicação esteja na mesma escala de referências, é razoável assumir que $h \approx 1$.

Outra alteração importante é a inclusão do atuador g_a e do processo g (Figura 4.17) em uma única função G (Figura 4.18), que relaciona a ação de controle c com a variável controlada p .



Assimile

Em outras palavras, do ponto de vista do controlador, o que precisa ser controlado é o conjunto composto por g_a , g e h . Do ponto de vista

construtivo, no entanto, atuador, processo e sensor são elementos muito distintos da camada física.

Uma das grandezas mais comumente manipuladas em processo é a vazão, e uma maneira de fazer isso é por meio de uma **válvula**. O controle de vazão por válvulas é feito de forma semelhante ao do ajuste de uma torneira, sendo que a principal diferença é que, em um sistema automático de controle, o ajuste da válvula deve ser automático.

Há diversos tipos de válvulas, as quais permitem que sua abertura e fechamento sejam realizados de forma remota, por meio de sinais elétricos. Uma classe é a de válvula solenoide, na qual a passagem de corrente por uma bobina movimenta peças que abrem e fecham o obturador da válvula. Em estado estacionário, tais dispositivos encontram-se totalmente abertos ou totalmente fechados. Portanto, do ponto de vista de controle, uma válvula solenoide pode ser usada para aplicar leis de controle chaveadas, como a liga-desliga (ou controle *on-off*).

Outros tipos de válvula são capazes de colocar o obturador em posições intermediárias, de modo que, com exceção de zonas mortas, em histereses e outros fenômenos, que podem apresentar mudanças abruptas, a posição do obturador pode ser continuamente variada. O movimento do obturador pode ser realizado por diversos tipos de motores elétricos, conforme Figura 4.20, eletro-hidráulicos ou mesmo por dispositivos pneumáticos, que estão entre os mais baratos e usados (GARCIA, 2005).

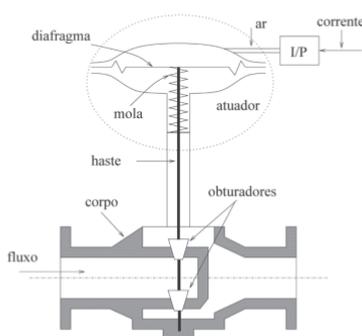
Figura 4.20 | Válvula gaveta motorizada



Fonte: Aguirre (2013, p. 303).

O uso de uma válvula pneumática, geralmente, requer um conversor corrente–pressão (I/P) para converter o padrão de corrente de 4 a 20 mA no padrão de pressão de 3 a 15 psig (o “g” ao final da unidade psi indica que a pressão é manométrica). A dinâmica do conversor é geralmente desprezível, portanto, esse elemento na malha de controle pode ser representado por um ganho puro com valor de 0,75 psig/mA. A Figura 4.21(a) mostra o conjunto, conversor I/P, atuador e corpo da válvula; a foto de uma válvula desse tipo é mostrada na Figura 4.21(b).

Figura 4.21 | Válvula pneumática
(a) diagrama esquemático; (b) foto



(a)



(b)

Fonte: Aguirre (2013, (a) p. 304; (b) p. 305).

A posição da haste está relacionada ao sinal de abertura, que representa o percentual de abertura da válvula. Assim, 100% indica que a válvula está totalmente aberta e 0%, totalmente fechada. (VALDMAN et al., 2007)

O conjunto atuador pneumático e válvula pode ser descrito por um modelo linear de primeira ordem e, geralmente, a constante de tempo de uma válvula de controle é da ordem de 10s, mas esse valor pode ser reduzido significativamente com o uso de um posicionador (GARCIA, 2005, p. 465). Tal dispositivo de controle é independente, pois o comando enviado à válvula é considerado como referência, e a posição da haste é medida e comparada a ela. De maneira geral, o tempo de acomodação de uma válvula é bem menor que a constante de tempo dominante do processo.

Além dos atuadores pneumáticos, existem os atuadores elétricos, que consistem em um motor elétrico acoplado a uma caixa de redução. Esse tipo de atuador é utilizado em grandes instalações, em que as forças necessárias para movimentar a haste são maiores do que as que podem ser fornecidas por acionadores pneumáticos (BEGA et al., 2006). Há ainda os atuadores hidráulicos, que consistem de um pistão e uma bomba de óleo. Esses atuadores são geralmente utilizados com válvulas instaladas em dutos de grande diâmetro e que precisam operar em temperaturas elevadas.

A parte do corpo da válvula em que o atuador é conectado chama-se castelo, que aloja o sistema de selagem do fluido de processo e realiza a troca de calor em válvulas que operam em baixas temperaturas. A geometria do obturador e da sede de uma válvula determina as características do escoamento para determinado fluido e para determinada queda de pressão sobre a válvula.



Assimile

Entre os diversos tipos de válvula, temos válvulas globo, válvula angular, válvula esfera, válvula borboleta, válvula diafragma, válvula macho, válvula *plug* rotativo, válvula gaveta e válvula guilhotina. Uma descrição mais detalhada desses tipos de válvulas e algumas das suas variantes pode ser encontrada no livro **Instrumentação industrial** (BEGA et al., 2006).

Além das válvulas, um dos dispositivos mais utilizados como atuadores em sistemas de controle é composto por um inversor de frequência que alimenta um motor elétrico com uma bomba hidráulica acoplada ao seu eixo. Desse modo, ações de controle da forma de sinais elétricos, em geral no padrão 4-20 mA, podem tornar-se variações de pressão ou vazão.

A manipulação da vazão por meio de válvulas de controle tem como base a dissipação de energia pela válvula. Dessa maneira, a dissipação ocorre por meio da perda de carga imposta pela válvula. Embora muito utilizado, tal procedimento é menos eficiente, do ponto de vista energético, do que o uso de sistemas a velocidade variável. Nesses sistemas, os motores que acionam as bombas são operados a uma velocidade variável pelo inversor de frequência, a fim

de manipular a vazão ou a pressão da linha a jusante da bomba. A foto na Figura 4.22 mostra dois conjuntos motobomba. Os motores de indução trifásicos estão em primeiro plano, enquanto as bombas são as estruturas afixadas aos motores que estão logo abaixo dos registros instalados na tubulação.

Figura 4.22 | Conjunto motobomba



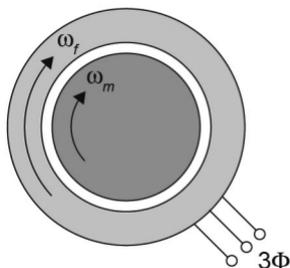
Fonte: <<http://www.simae.sc.gov.br/img/perfil/2.jpg>>. Acesso em: 29 mar. 2017.

Os **motores elétricos** têm desempenhado um papel relevante na indústria há mais de um século. Inicialmente, o motor de corrente contínua (CC) era o tipo de motor elétrico mais usado como elemento final de controle, sobretudo pela facilidade de acionamento. No entanto, essa classe de motores é menos robusta, do ponto de vista construtivo, e mais cara que a dos motores de indução que, por sua vez, são de acionamento mais complexo. Felizmente, com o desenvolvimento da eletrônica de potência, em particular, com os **inversores de frequência**, o acionamento de motores de indução ficou relativamente mais fácil para o operador. Além disso, aliado à sua robustez, estão o baixo custo e pequena demanda por manutenção. Por isso os motores de indução tornaram-se a opção mais utilizada, tanto para uso doméstico, em máquinas de lavar roupas, compressores de geladeiras, acionamento de elevadores, entre outros, quanto para uso industrial. (AGUIRRE, 2013)

A Figura 4.23 ilustra esquematicamente um motor de indução. O estator, indicado pelo disco exterior, é composto por um conjunto de enrolamentos, que é alimentado por uma fonte de tensão trifásica. A disposição geométrica dos enrolamentos do estator, em conjunto com a alimentação trifásica, resulta em um campo magnético que gira

com velocidade ω_f rad/s. A parte central do motor é chamada rotor, e gira a uma velocidade ω_m rad/s. No caso do motor de indução, o rotor também pode ser composto por enrolamentos ou por um conjunto de barras conhecido como “gaiola de esquilo”.

Figura 4.23 | Representação esquemática de um motor de indução



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 310).

Vamos entender o funcionamento do motor de indução de maneira simplificada. Considere que, em um primeiro instante, o rotor esteja parado, $\omega_m = 0$. Ao alimentar o estator com uma fonte de tensão trifásica, será produzido um campo girante que, por sua vez, induz tensões no rotor. Como o rotor é feito de material condutor, haverá circulação de corrente, que por sua vez também produzirá um campo magnético. A interação entre os campos magnéticos produzidos pelo estator e pelo rotor resulta em um conjugado T , que fará com que o rotor comece a girar. Com o aumento da velocidade do motor, efeitos secundários fazem com que o conjugado aumente até atingir seu valor máximo T_{\max} . Se a velocidade aumentar ainda mais, a diferença de velocidade $(\omega_f - \omega_m)/\omega_f$, conhecida como escorregamento do motor, reduzirá, e o conjugado sofrerá forte diminuição (AGUIRRE, 2013).

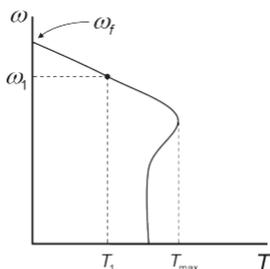


Exemplificando

Imagine que um motor de indução opere no ponto indicado na Figura 4.23. Nessa condição, o motor aplica um conjugado T_1 a uma velocidade $\omega_m = \omega_1$ rad/s. No caso de ocorrer um aumento de carga, será necessário que o motor aplique um conjugado maior, ou seja, deverá operar em uma condição tal que $T_{\text{novo}} > T_1$, o que resultará em uma velocidade de

rotação um pouco menor. A nova condição de operação descrita estará à direita do ponto indicado na Figura 4.24 (AGUIRRE, 2013).

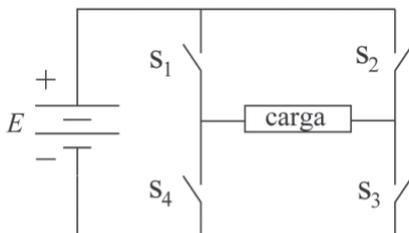
Figura 4.24 | Curva conjugado-velocidade de um motor de indução



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 310).

Um inversor é, essencialmente, um conjunto de chaves que comutam uma tensão contínua sobre uma carga, como mostra a Figura 4.25. Quando as chaves S_1 e S_3 estiverem fechadas, a tensão E será aplicada à carga com polaridade oposta àquela conseguida fechando-se as chaves S_2 e S_4 . Com isso, aplicando-se um determinado sequenciamento de comandos às chaves, é possível alimentar uma carga CA a partir de uma fonte CC. Além disso, alterando a frequência com que é realizado o comando das chaves, é possível alterar a frequência de tensão de alimentação vista pela carga. Um esquema mais sofisticado dessa operação, que inclui o uso de filtros para garantir que a tensão aplicada à carga seja senoidal, é utilizado nos chamados *no-brakes* monofásicos.

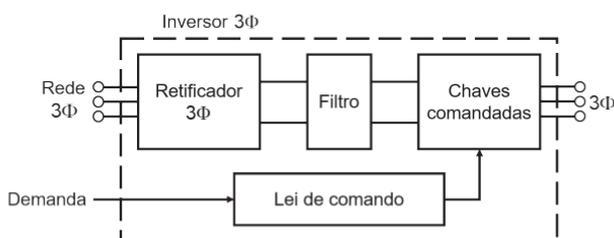
Figura 4.25 | Ponte H como inversor



Fonte: Aguirre (2013, p. 311).

O esquema da Figura 4.25 inclui os elementos mais importantes dos inversores de frequência trifásicos. Na prática, os inversores de frequência não têm baterias. Em vez disso, a tensão contínua é obtida de um barramento CC, que é alimentado por um retificador trifásico seguido de um filtro passa-baixas. As chaves são dispositivos semicondutores, em geral, relés de estado sólido, que podem ser comandadas por ações externas. Assim, uma lei de comando determina como os relés de estado sólido são comandados, resultando em um conjunto trifásico de tensões que pode ser utilizado para alimentar um motor elétrico, a fim de atender certa demanda, como na Figura 4.26.

Figura 4.26 | Representação esquemática de um inversor trifásico



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 311).

Há diversas leis de comando possíveis, de maneira que há várias formas de definir a lógica de comando das chaves, a fim de gerar o conjunto de tensões trifásicas com características especiais.



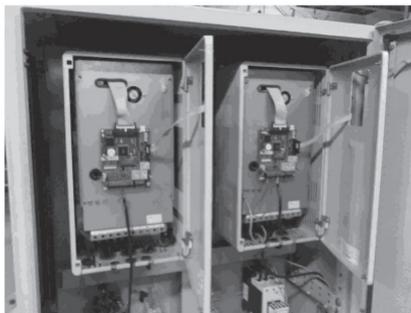
Exemplificando

Por exemplo, uma lei de comando frequentemente utilizada para o acionamento de motores é conhecida como V/f constante. Se a relação entre a amplitude das tensões e sua frequência for constante, gera-se um fluxo constante no motor, resultando em um conjugado constante. Portanto, ao manipular a relação V/f , é possível manipular o conjugado e, conseqüentemente, a velocidade do motor, como visto na Figura 4.24.

Alguns inversores de frequência comerciais, como da Figura 4.27, recebem o sinal de um controlador, indicado na Figura 4.26 pelo sinal

“demanda”, na forma de uma corrente na escala 4-20 mA, e produzem um conjunto de tensões trifásicas, de modo a manipularem uma variável do processo.

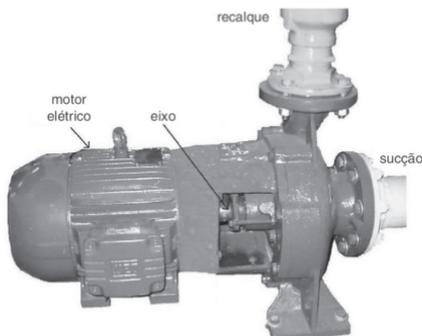
Figura 4.27 | Inversor de frequência comercial



Fonte: Aguirre (2013, p. 312).

As **bombas** são dispositivos mecânicos que, ao serem acionadas por um eixo giratório, são capazes de impor uma pressão no bocal de descarga (recalque). Esse aumento de pressão é o resultado do aumento de energia potencial, e a bomba, que é uma turbomáquina, é responsável pela conversão de energia cinética transferida a ela pelo eixo do seu rotor em energia potencial. No contexto descrito até agora, a energia recebida pela bomba é proveniente de um motor elétrico. A Figura 4.28 mostra detalhes de uma motobomba. O fluido bombeado entra pela sucção e é recalado pela bomba, que é girada pelo motor elétrico.

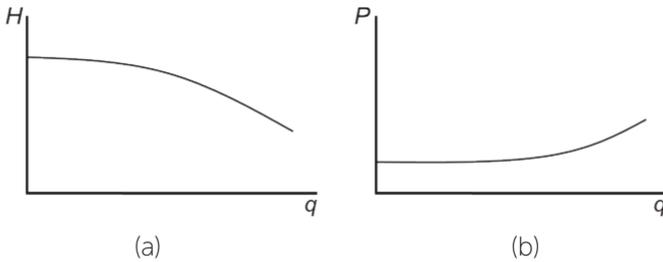
Figura 4.28 | Detalhes de uma motobomba



Fonte: Barbosa (2006, p. 6).

A curva característica de uma bomba centrífuga é mostrada na Figura 4.29(a). Note que, à medida que a vazão bombeada, q , também chamada de vazão recalçada, aumenta, a pressão imposta pela bomba diminui. Tal pressão é representada como uma coluna de líquido de altura H . Esse comportamento é parecido com o de uma fonte de tensão real cuja tensão de saída diminui à medida que a corrente fornecida aumenta. Na Figura 4.29(b), podemos ver a potência P requerida para acionar a bomba, em função de q . Quanto maior for a vazão recalçada a uma mesma pressão, maior será a potência demandada. Mesmo com uma ligeira queda de pressão, com o aumento de q , a potência requerida aumenta monotonicamente com a vazão q .

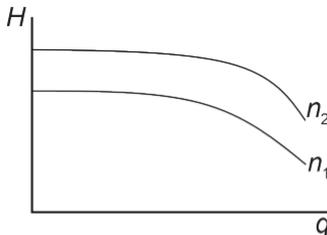
Figura 4.29 | Curvas de uma bomba centrífuga
(a) vazão bombeada por pressão de recalque
(b) vazão bombeada por potência requerida para acionar a bomba



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 313).

É importante conhecer como a curva característica de uma bomba é alterada em função da velocidade de rotação do seu eixo. A Figura 4.29 mostra dados coletados experimentalmente para um conjunto motobomba sendo operado em velocidades diferentes.

Figura 4.30 | Efeito da rotação sobre a curva característica

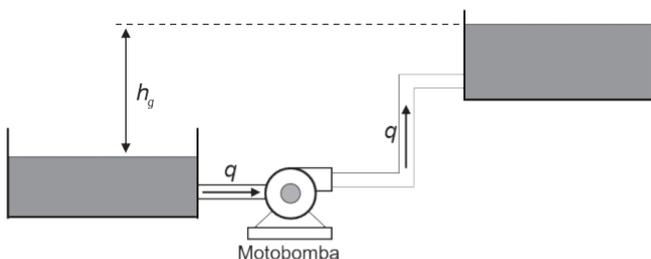


Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 314).

Na operação de bombas centrífugas, é importante conhecer a curva característica do sistema. Para entender o conceito, considere o sistema ilustrado na Figura 4.31. Nesse sistema, o conjunto motobomba bombeia água do reservatório mais baixo para o mais alto. Para isso, a motobomba deve ser capaz de vencer a altura geométrica h_g , bem como compensar a perda de carga Δh , ao longo da tubulação e, inclusive, na própria bomba. Portanto, a pressão que deve aparecer no recalque da bomba, a fim de haver fluxo, deve ser capaz de vencer esses dois efeitos contrários, de modo que

$$H = h_g + \Delta h. \quad (4.3)$$

Figura 4.31 | Sistema de bombeamento



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 315).



Refleta

Foi uma jornada e tanto até aqui, pudemos conhecer os conceitos fundamentais relacionados à instrumentação eletroeletrônica e agora somos capazes de aplicá-los. Passamos, primeiro, pelos conceitos fundamentais dos sistemas de medição, depois conhecemos os principais tipos de circuitos e sensores empregados nos sistemas de medição e as principais técnicas de aquisição de dados. Por fim, acabamos de ter um pequeno vislumbre dos elementos finais de controle. Você acha que esse é o fim da sua busca por conhecimento?

Espero que não!

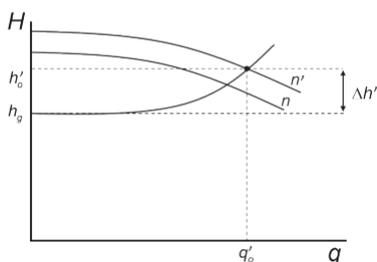
Sem medo de errar

Sua empresa foi contratada por um clube para propor um sistema de controle que mantenha sua caixa d'água em um certo nível, usando, quando necessário, a água armazenada na sua cisterna.

Para isso, considere o sistema de controle cuja variável controlada é o nível do reservatório superior mostrado na Figura 4.31. Além disso, suponha que a água saia desse reservatório apenas por gravidade, à medida que haja demanda e que, em uma situação comum, ele é abastecido pela empresa de abastecimento de água.

Se houver um aumento de demanda no clube, a vazão de saída aumentará; caso o abastecimento regular de água esteja comprometido, o nível do reservatório superior reduzirá. Como o nível é a variável controlada, o controlador receberá a informação de que o nível diminuiu e, portanto, deve ser aumentado. Isso será realizado aumentando a variável manipulada, que é a vazão recalçada. O aumento de q será alcançado aumentando-se a velocidade de rotação do motor até que o nível atinja o valor desejado, conforme Figura 4.32. Nesse novo ponto de operação, como no anterior, a vazão recalçada deve ser igual à vazão de saída do reservatório superior.

Figura 4.32 | Ação do sistema de controle



Fonte: adaptada de Aguirre (2013, p. 317).

Na nova condição de operação, a vazão bombeada é maior e, conseqüentemente, a perda de carga também é maior. Como a altura geométrica não foi alterada, a pressão manométrica a ser imposta pela bomba deve ser maior também.

Logo, o nível do reservatório é informado a um controlador, geralmente na forma de uma tensão ou laço de corrente. Tal controlador implementa uma lei de controle e envia uma ação de controle ao inversor de frequência, que alterará a relação V/f do conjunto de tensões trifásicas que alimenta o motor, resultando na mudança do conjugado e, portanto, na velocidade. Como a bomba centrífuga está conectada ao eixo do motor, a mudança de velocidade do motor resulta na mudança de velocidade da bomba, que por sua vez, alterará a pressão de recalque até atingir o novo ponto de operação do sistema.

Avançando na prática

Sistema automático de irrigação por gotejamento

Descrição da situação-problema

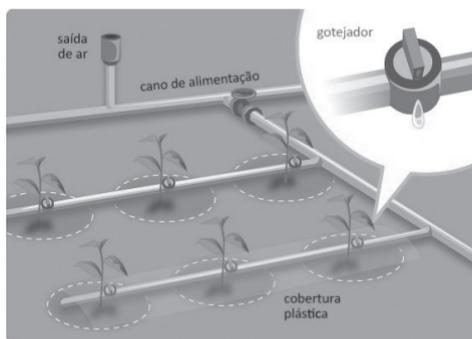
A irrigação localizada é muito utilizada nos dias atuais, sendo muito aplicada na produção de frutíferas. Os dois sistemas básicos na irrigação localizada são a microaspersão e o gotejamento. Embora tenha um alto custo inicial, devido à grande quantidade de tubulações, e seja bastante sensível ao entupimento dos orifícios de saída de água, a irrigação localizada possui diversas vantagens, como baixo custo de mão de obra e de energia e elevada eficiência de aplicação. Como a água é aplicada diretamente na raiz, ocorrem poucas perdas por evaporação; facilidade e eficiência na aplicação de fertilizantes, com a fertirrigação; grande adaptação aos diferentes tipos de solo, mantém o solo uniformemente úmido e com oxigênio; e o vento e a declividade do terreno não limitam a irrigação.

Depois de alguns anos trabalhando na indústria, imagine que você decidiu dar outro rumo para sua carreira e investir na produção de frutas no interior do seu estado. Com sua experiência em instrumentação, proponha um sistema automático de irrigação por gotejamento para um pequeno pomar.

Resolução da situação-problema

O sistema de irrigação por gotejamento funciona muito bem em hortas e jardins, onde árvores jovens e frutíferas crescem e pode ser rapidamente instalado. O primeiro passo consiste em instalar a tubulação paralela às árvores, com os gotejadores próximos de cada uma delas, como pode ser visto na Figura 4.33.

Figura 4.33 | Sistema de irrigação por gotejamento



Fonte: <<http://sna.agr.br/wp-content/uploads/gotejador.jpg>>. Acesso em: 4 set. 2017.

O controle da irrigação pode ser um controle liga-desliga feito com um temporizador e uma válvula solenoide. Você fará a programação do temporizador de acordo com a necessidade das árvores que irá plantar, de modo que, quando necessário, o temporizador emitirá um sinal elétrico que acionará uma válvula solenoide, a qual abrirá passagem para que a água corra pelos canos, alimentando os gotejadores.

Figura 4.34 | (a) Válvula solenoide (b) temporizador



Fonte: (a) <<https://goo.gl/7fraRG>>; (b) <<https://goo.gl/ABuUrd>>. Acesso em: 4 set. 2017.

Faça valer a pena

1. Os **motores elétricos** têm desempenhado um papel relevante na indústria há mais de um século. Embora seja de uma classe menos robusta do ponto de vista construtivo, inicialmente o motor de corrente contínua (CC) era o tipo de motor elétrico mais usado como elemento final de controle.

Considerando esse contexto, avalie as seguintes asserções e a relação proposta entre elas.

I. Atualmente os motores de indução tornaram-se a opção mais utilizada na indústria.

PORQUE

II. Com o desenvolvimento da eletrônica de potência, em particular, dos inversores de frequência, o acionamento de motores de indução ficou relativamente mais fácil para o operador.

A respeito dessas asserções, assinale a alternativa correta.

- a) As asserções I e II são proposições verdadeiras, e a II é uma justificativa da I.
- b) As asserções I e II são proposições verdadeiras, e a II não é uma justificativa da I.
- c) A asserção I é uma proposição verdadeira, e a II é uma proposição falsa.
- d) A asserção I é uma proposição falsa, e a II é uma proposição verdadeira.
- e) As asserções I e II são proposições falsas.

2. Um dos dispositivos mais utilizados como atuadores em sistemas de controle é composto por um inversor de frequência que alimenta um motor elétrico com uma bomba hidráulica acoplada ao seu eixo.

As **bombas** são dispositivos mecânicos que, ao serem acionados por um eixo giratório, são capazes de impor uma _____ no bocal de descarga (recalque). O aumento de _____ é o resultado do aumento de energia potencial, e a bomba, que é uma turbomáquina, é responsável pela conversão de energia _____ transferida a ela pelo eixo do seu rotor em energia _____.

- a) pressão; vazão; potencial; cinética.

- b) pressão; vazão; cinética; potencial.
- c) pressão; pressão; potencial; cinética.
- d) pressão; pressão; cinética; potencial.
- e) força; pressão; cinética; potencial.

3. Com o desenvolvimento da eletrônica de potência, em particular, os inversores de frequência, o acionamento de motores de indução ficou relativamente mais fácil para o operador.

Nesse contexto, avalie as afirmações a seguir.

I. Um inversor é, essencialmente, um conjunto de chaves que comutam uma tensão contínua sobre uma carga.

II. Alterando a frequência com que é realizado o comando das chaves, é possível alterar a frequência de tensão de alimentação vista pela carga.

III. Na prática, as chaves são, em geral, relés eletromecânicos, que podem ser comandadas por ações externas.

É correto o que se afirma em:

- a) I, apenas.
- b) III, apenas.
- c) I e II, apenas.
- d) II e III, apenas.
- e) I, II e III.

Referências

AGUIRRE, Luis Antonio. **Fundamentos de instrumentação**. São Paulo: Pearson Education, 2013. 331 p.

BARBOSA, Bruno Henrique. **Instrumentação, modelagem, controle e supervisão de um sistema de bombeamento de água e módulo turbina–gerador**. 2010. 156 f. Dissertação (Mestrado). PPGEE, UFMG, Belo Horizonte, 2010.

BEGA, Egídio Alberto et al. **Instrumentação industrial**. Rio de Janeiro: Interciência, 2006.

CAMARGO, Valter Luís Arlindo de. **Elementos de Automação**. São Paulo: Érica, 2014.

FIALHO, Arivelto Bustamante. **Instrumentação industrial: conceitos, aplicações e análises**. 7. ed. São Paulo: Érica, 2010.

GARCIA, Claudio. **Modelagem e simulação**. 2. ed. São Paulo: Edusp, 2005.

LAMB, Frank. **Automação industrial na prática**. Série Tekne. Porto Alegre: AMGH, 2015.

NATIONAL Semiconductor. **ADC10461/ADC10462/ADC10464 10-Bit 600 ns A/D Converter with Input Multiplexer and Sample/Hold Datasheet**. Santa Clara – CA: National Semiconductor Corporation, 1994.

SOLOMAN, Sabrie. **Sensores e sistemas de controle na indústria**. Rio de Janeiro: GEN-LTC, 2012.

VALDMAN, Belkis; FOLLY, Rossana; SALGADO, Andrea. **Dinâmica, controle e instrumentação de processos**. Rio de Janeiro: UFRJ, 2007.

ISBN 978-85-522-0187-8



9 788552 201878 >