

4. Sensores/Transdutores

4.1. Conceitos Gerais

Um sensor converte um fenómeno físico de interesse num sinal eléctrico, que alimenta a entrada do sistema (*hardware*) DAQ (conversor). Existem dois grandes tipos de sensores, dependendo do tipo de saída que eles proporcionam: sensores analógicos e sensores digitais.

Os sensores digitais produzem um sinal de saída que é uma representação digital do sinal de entrada, apresentando valores discretos de amplitude (medidos em instantes de tempo discretos). Um sensor digital deve fornecer níveis (saídas) lógicas compatíveis com o receptor digital. Alguns níveis lógicos *standards* incluem os sinais TTL (*Transistor-Transistor Logic*) e ECL (*Emitter-Coupled Logic*). Exemplos de sensores digitais incluem interruptores e codificadores de posição.

Os sensores analógicos produzem um sinal de saída directamente proporcional ao sinal de entrada, sendo contínuos na amplitude e no tempo. A maioria das variáveis físicas, tais como temperatura, pressão e aceleração, são contínuas na natureza e tornam-se mensuráveis com sensores analógicos. O sensor a usar depende da grandeza física que se pretende medir. Alguns sensores analógicos mais comuns, e respectivo parâmetro físico que medem, estão listados na tabela seguinte.

Tabela 1. Sensores analógicos comuns.

Sensor	Grandeza Física
Acelerómetro	Aceleração
Fotodíodo	Intensidade luminosa
Termopar	Temperatura
RTD	Temperatura
Microfone	Pressão
Célula de carga	Força
Célula de pressão	Pressão

A título de exemplo, os termopares, RTDs (*Resistance Temperature Detectors*), termístores e sensores IC (*Integrated Circuit*) convertem temperatura num sinal analógico que um conversor A/D poderá medir.

Quando se tenta escolher o melhor sensor analógico para uma determinada aplicação, é importante adequar as características da variável física que se pretende medir às do sensor. As duas características mais importantes de um sensor são a saída e a largura de banda do mesmo.

4.1.1. Saída de um Sensor

A saída de um sensor pode ser um sinal analógico ou digital e a variável de saída é geralmente uma tensão, embora a saída de alguns sensores seja uma corrente eléctrica.

Sinais de Corrente

A corrente eléctrica é muitas vezes usada para transmitir sinais em ambientes ruidosos, sendo menos afectada por este ruído. A gama dinâmica dos sinais de corrente é geralmente de 4-20 mA ou 0-20 mA. Um sinal de 4-20 mA permite que, mesmo que o sinal apresente o valor mínimo, uma corrente detectável possa existir (caso contrário, deve-se suspeitar de uma má ligação dos fios).

Antes de serem convertidos por um conversor A/D, os sinais de corrente são geralmente transformados em sinais de tensão, através de uma resistência. Esta resistência deverá ser de grande precisão, na ordem de 0.03% ou 0.01%, dependendo da resolução do *hardware*. Além disso, a gama dinâmica da tensão deverá adequar-se à gama de entrada do componente de *hardware*. Para sinais de 4-20 mA, uma resistência de 50 Ω fornece, pela lei de Ohm, uma tensão de 1 V para um sinal (de corrente) de 20 mA.

Sinais de Tensão

O sinal usado de forma comum é o sinal em tensão. Por exemplo, termopares, células de carga, células de pressão e acelerómetros produzem sinais de tensão. Existem três aspectos característicos a considerar:

- **Amplitude.** Se o sinal for mais pequeno que alguns mV, deverá ser preciso amplificá-lo. Se for maior que a gama máxima do hardware de entrada analógica (tipicamente ± 10 V), será necessário diminuir o sinal num divisor de tensão. A amplitude relaciona-se com a sensibilidade (resolução) do hardware.
- **Frequência.** Na aquisição de dados, é preciso conhecer a frequência mais elevada que se quer medir: a componente de frequência mais elevada contida no sinal de entrada condiciona o número de vezes (por unidade de tempo) que a entrada é amostrada. Se existem várias entradas e um só sistema de entrada analógica disponível, então a taxa de amostragem efectiva depende proporcionalmente do número de entradas. As altas frequências podem apresentar-se como ruído, geralmente eliminado por filtragem antes do sinal ser digitalizado (quantizado).
- **Duração.** O tempo durante o qual o sinal é amostrado condiciona os recursos de memória, quando os dados adquiridos são armazenados na memória ou num ficheiro do disco. O formato com que estes são guardados também afecta a quantidade de espaço (memória) a usar. Por exemplo, dados guardados em formato ASCII necessitam de mais espaço que dados no formato binário.

4.1.2. Largura de Banda de um Sensor

Numa experiência de aquisição de dados, os fenómenos físicos que se medem variam dentro de limites esperados. Por exemplo, a temperatura de um sistema de arrefecimento de um carro varia continuamente entre os seus limites inferior e superior. Estes limites de temperatura, bem como a rapidez com que a temperatura varia dentro dos mesmos, dependem de vários factores incluindo os hábitos do condutor, o tempo, e as condições do próprio sistema de arrefecimento.

Os limites esperados podem ser rapidamente alcançados, mas existe uma infinidade de valores de temperatura possíveis mensuráveis num determinado instante. Como foi visto no Cap. 3, a quantização do sinal permite mapear essa infinidade de possibilidades num conjunto finito de valores pelo hardware DAQ.

A largura de banda é dada pela gama de frequências contidas no sinal actualmente medido (a largura de banda pode ser vista como a taxa de variação de um sinal). Um sinal com variações suaves apresenta uma pequena largura de banda, enquanto que sinais que variam rapidamente, tem grande largura de banda. Para medir correctamente o fenómeno físico de interesse, a largura de banda do sensor deve ser compatível com a largura de banda da medição.

4.2. Especificações

4.2.1. Sensibilidade

A sensibilidade de um sensor é definida como o declive $\Delta Y/\Delta X$ da curva característica (recta) de saída do sensor (ver Fig. 1), ou de forma mais geral, como o valor mínimo do parâmetro físico de entrada que possa produzir uma resposta detectável.

Para alguns sensores, a sensibilidade é definida como a variação do parâmetro de entrada necessária para produzir uma variação normalizada à saída. Noutras palavras, a *sensibilidade é definida como uma variação de tensão de saída, para uma dada variação do parâmetro físico de entrada.*

Por exemplo, um transdutor de pressão típico pode apresentar uma sensibilidade de $10 \mu\text{V}/(\text{V mmHg})$: haverá uma tensão de saída de $10 \mu\text{V}$, para cada *volt* de excitação e cada mmHg de pressão aplicada.

Erro de Sensibilidade

O erro de sensibilidade (mostrado na Fig. 1 a tracejado) é o desvio do declive ideal da curva característica. Por exemplo, o transdutor de pressão discutido acima pode na verdade ter uma sensibilidade de $7.8 \mu\text{V}/\text{V}/\text{mmHg}$ em vez de $10 \mu\text{V}/\text{V}/\text{mmHg}$.

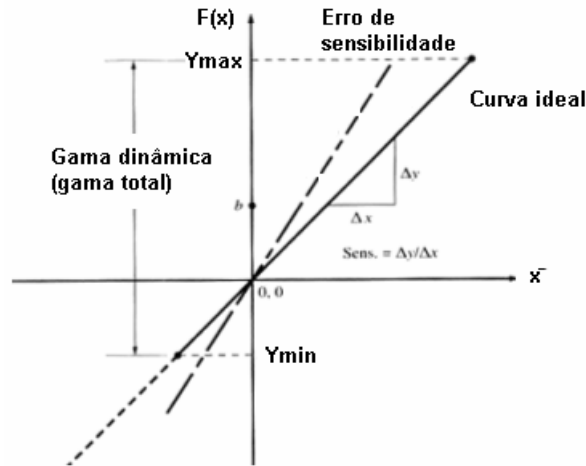


Fig. 1. Curva característica ideal de um sensor (cheio), e erro de sensibilidade (tracejado) do mesmo.

4.2.2. Gama (Range)

A gama (*range*) de um sensor corresponde aos valores máximo e mínimo do parâmetro aplicado (de entrada) que pode ser medido pelo sensor. Por exemplo, um dado sensor de pressão pode ter uma gama de -400 a 400 mmHg. As gamas positiva e negativa são muitas vezes diferentes: as especificações de um transdutor de pressão arterial (médico) correspondem a um limite para o valor mínimo (vácuo) de -50 mmHg (Y_{\min} na Fig. 1) e um limite para o valor máximo (pressão) de $+450$ mmHg (Y_{\max} na Fig. 1).

4.2.3. Gama Dinâmica

A gama dinâmica de um sensor corresponde à gama total do sensor desde o mínimo até o máximo, ou seja, baseando-se na Fig. 1, $R = Y_{\max} - Y_{\min}$.

4.2.4. Precisão

O conceito de precisão refere-se ao grau de reprodutibilidade de uma medida. Por outras palavras, se o mesmo valor de entrada for medido várias vezes, a saída (medida) de um sensor ideal será exactamente a mesma, para cada medição (ver Fig. 2).

Para sensores reais, a gama de valores de saída distribui-se de alguma forma relativamente ao verdadeiro valor. Por exemplo, supor que uma determinada pressão é aplicada a um sensor. Mesmo que a pressão aplicada não varie, os valores de saída do sensor podem variar consideravelmente, dentro de certo intervalo. Para uma curva (função) de distribuição normal, centrada no valor médio dos valores de saída, o intervalo considerado é, por exemplo, o intervalo padrão – intervalo 2σ .

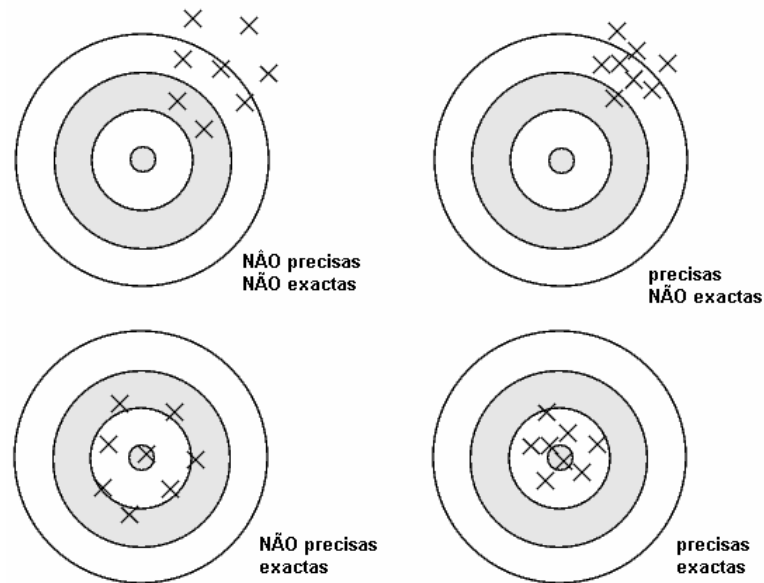


Fig. 2. Conceito de precisão e exactidão de um conjunto de medidas (amostras).

4.2.5. Exactidão

A exactidão de um sensor corresponde a diferença máxima verificada entre o verdadeiro valor (o qual deverá ser medido por um padrão primário) e o valor indicado à saída do sensor (ver Fig. 2). A exactidão pode ser expressa como percentagem da gama dinâmica do sensor, ou em termos absolutos.

4.2.6. Resolução

Esta especificação corresponde à variação incremental do parâmetro mais pequena que pode ser detectada no sinal de saída. Tal como a exactidão, a resolução pode ser expressa tanto como uma fracção da leitura (ou gama dinâmica), como em termos absolutos.

4.2.7. Offset

O erro de *offset* de um transdutor é definido como o valor da saída existente, quando este deveria ser nula, ou seja, a diferença entre o verdadeiro valor de saída e o valor especificado em determinadas condições. No exemplo descrito pela Fig. 1, o erro de *offset* seria caracterizado por uma recta (curva característica) com declive (sensibilidade) igual ao declive ideal, mas com ordenada na origem diferente de 0.

Outro exemplo de erro de *offset* está representado na Fig. 3, onde a curva característica de um eléctrodo de pH é traçada. A curva ideal só existe para uma determinada temperatura (geralmente 25 °C), enquanto que a verdadeira situar-se-á entre os limites mínimo e máximo de temperatura, dependendo da temperatura da amostra e do eléctrodo.

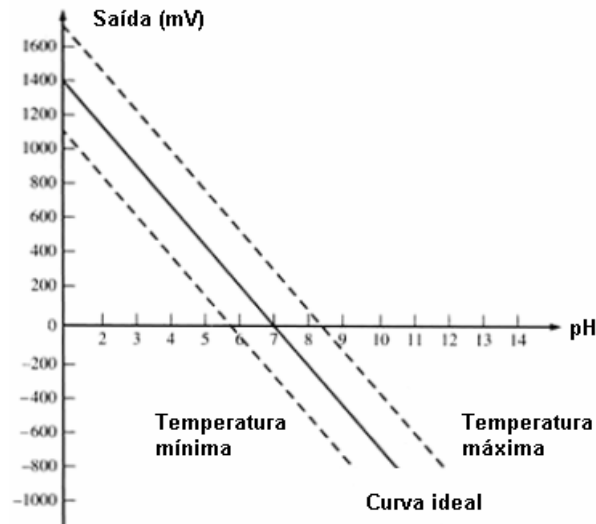


Fig. 3. Curva característica típica de um eléctrodo de pH, mostrando a sensibilidade de temperatura.

4.2.8. Linearidade

A linearidade de um transdutor expressa o quanto a curva característica de um sensor, actualmente medida, se afasta da curva ideal. A Fig. 4 mostra, de forma exagerada, a relação entre a curva característica ideal (ou curva do ajuste pelo método dos mínimos quadrados) de um sensor, e a curva actualmente medida (curva de calibração).

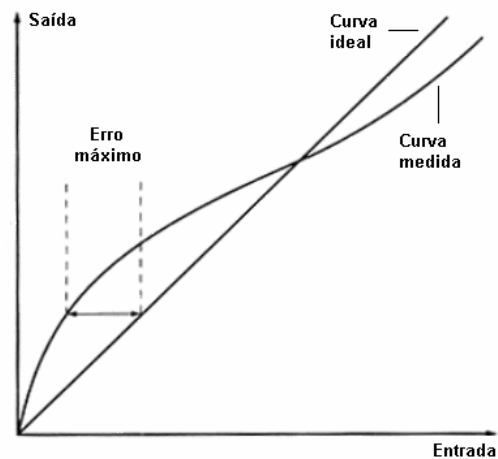


Fig. 4. Curva característica ideal de um sensor, em função da curva medida, mostrando o erro de linearidade.

Na maioria dos casos, a curva estática é usada para determinar a linearidade e poder-se-á desviar da curva da linearidade dinâmica. A linearidade de um sensor é frequentemente especificada em termos da não-linearidade percentual, definida como:

$$\text{Não-linearidade} = \frac{D_{in(\max)}}{I_{FS}} \times 100 \quad (\%)$$

onde:

$D_{in(\max)}$ = desvio máximo de entrada;

I_{FS} = gama dinâmica de entrada.

A não-linearidade estática definida pela equação anterior, depende frequentemente de factores ambientais, tais como a temperatura, vibração, nível de ruído acústico, e humidade. É importante conhecer em que condições a especificação da linearidade é válida.

4.2.9. Histerese

Idealmente, um transdutor é capaz de medir as variações do parâmetro de entrada, independentemente do sinal dessas variações (diminuição ou aumento da entrada). A histerese é uma medida desta propriedade. A Fig. 5 mostra uma curva típica de histerese. É de notar a importância da direcção em que a variação é feita. Aproximando-se de um valor fixo de entrada (ponto B na Fig. 5) a partir de um valor superior (ponto P) resultará numa indicação diferente que no caso da aproximação ser feita a partir de um valor inferior (ponto Q ou 0).

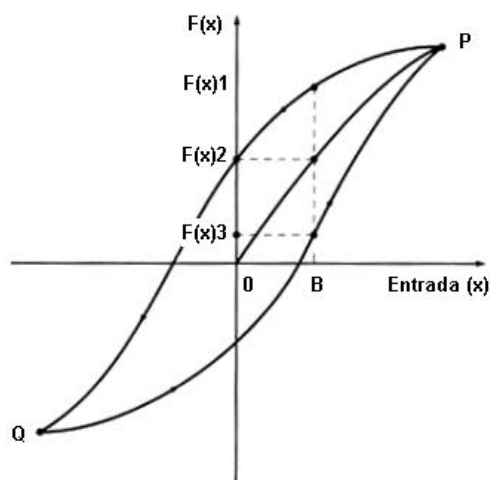


Fig. 5. Curva de histerese.

Note-se que o ponto B pode ser representado por $F(X)_1$, $F(X)_2$, ou $F(X)_3$, dependendo do valor previamente considerado (erro devido à histerese).

4.2.10. Tempo de Resposta

O estado da saída dos sensores não varia imediatamente quando ocorre uma variação no parâmetro de entrada. Esta mudança de estado é feita durante um período de tempo, designado por *tempo de subida* (*rise-time*), representado por T1, na Fig. 6.

O *tempo de resposta* pode ser definido como o tempo necessário para a saída de um sensor variar do seu estado anterior, para um valor final de estabelecimento, dentro de uma banda de tolerância, à volta do novo valor. Este conceito é de alguma forma diferente do conceito de *constante de tempo* T do sistema, o qual pode ser definido de forma análoga à definição do tempo de carga de um condensador através de uma resistência.

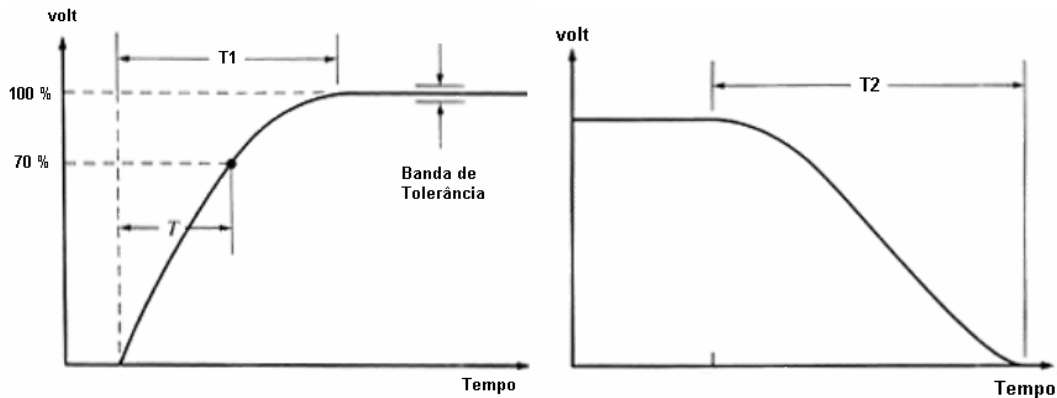


Fig. 6. Definição do tempo de subida (*rise-time*) (esquerda) e tempo de decaimento (direita).

As curvas da Fig. 6 mostram os dois tipos de tempo de resposta. A curva da esquerda representa o *tempo de subida* $T1$, considerando uma função degrau (variação positiva abrupta) à entrada do sensor, enquanto que a curva da direita representa o *tempo de decaimento* $T2$ ($T1$ e $T2$ podem não ser iguais) como resposta à função degrau (variação negativa), usada como parâmetro à entrada do sensor.

4.2.11. Linearidade Dinâmica

A linearidade dinâmica de um sensor é a sua capacidade de medir variações rápidas que possam ocorrer nos valores do parâmetro de entrada do mesmo. As características de distorção da amplitude e da fase, bem como o tempo de resposta são importantes na determinação da linearidade dinâmica.

Dado um sistema com pequena histerese, a resposta em amplitude é representada por:

$$F(x) = ax + bx^2 + cx^3 + dx^4 + \dots + K$$

Nesta equação, o termo $F(x)$ é o sinal de saída (resposta), enquanto que x representa o parâmetro de entrada (harmónicos), e K uma constante de *offset* (se existir).

Todas as formas de onda são representadas por uma expansão (série) de Fourier, decompondo-as numa onda no seu harmónico fundamental e seus harmónicos. Em qualquer forma de onda não sinusoidal, incluindo as variações temporais do parâmetro físico, os harmónicos presentes são afectados pela acção do sensor.

Os harmónicos revelam-se particularmente importantes quando os harmónicos gerados por erro pela acção do sensor se situam na mesma banda de frequência que os harmónicos naturais produzidos pela acção dinâmica do parâmetro de entrada.

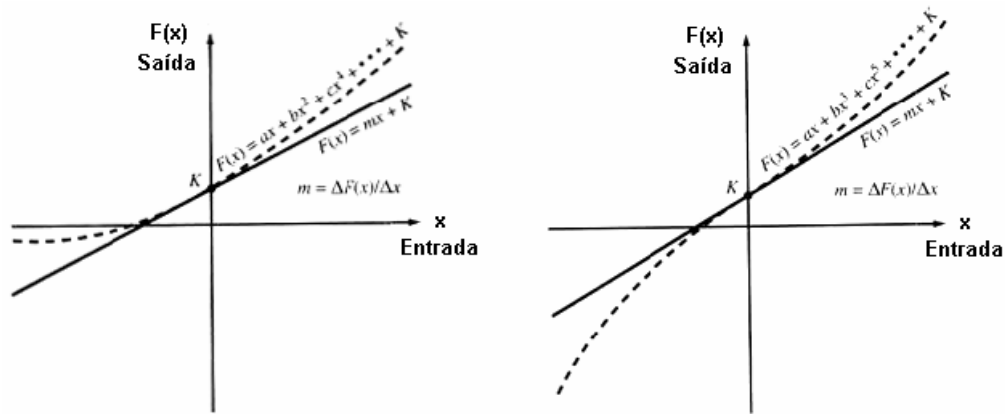


Fig. 7. Curvas de resposta (saída) em função do sinal de entrada, mostrando (a) erro quadrático (esquerda) e erro cúbico (direita).

A natureza da não-linearidade da curva de calibração (ver Fig. 7 - esquerda) mostra algo acerca dos harmónicos presentes. Na Fig. 7, a curva de calibração (curva tracejada) é assimétrica, assim, só os termos ímpares existem. Assumindo a curva com a forma ideal $F(x) = mx + K$, a equação apresenta a forma simétrica:

$$F(x) = ax + bx^2 + cx^4 + \dots + K$$

Num outro tipo de curva de calibração (Fig. 7 - direita), os valores indicados são simétricos em relação à recta ideal $mx + K$ curve. Neste caso, $F(x) = -F(-x)$, e a curva de resposta é descrita por:

$$F(x) = ax + bx^3 + cx^5 + \dots + K$$

4.3. Sensores de Temperatura

4.3.1. Termopares

Os termopares são os sensores de temperatura mais usados. Um termopar é criado quando dois metais se tocam, e o ponto de contacto produz uma pequena tensão de circuito aberto em função da temperatura. Esta tensão termo-eléctrica é conhecida como o **efeito Seebeck**, que descobriu este fenómeno em 1821. A tensão, V , depende não-linearmente da temperatura T , no entanto, para diferenças de tensões ΔV pequenas, tem-se:

$$\Delta V = S \cdot \Delta T$$

onde S é o coeficiente de Seebeck. O coeficiente S varia com a temperatura, causando tensões de saída não-lineares dentro da gama dinâmica do termopar. Medindo a tensão do termopar, pode-se assim calcular a respectiva temperatura.

Os termopares são designados por letras capitais que indicam a sua composição, de acordo com as convenções da *American National Standards Institute* (ANSI). Por exemplo, um termopar do tipo J (Fig. 8) é constituído por um condutor de ferro e outro de constantan (liga de cobre-níquel). Outros termopares poderão ser do tipo T, E, K, R, S e C.

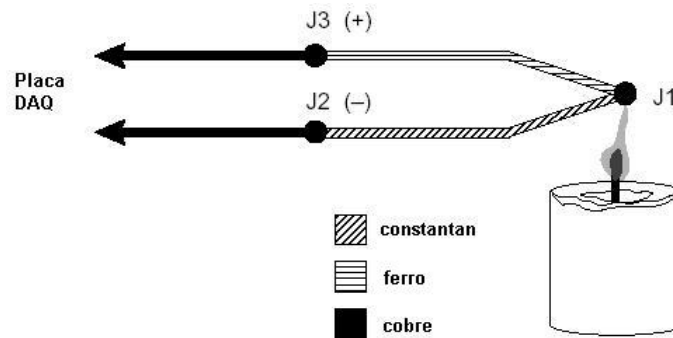


Fig. 8. Termopar do tipo J.

Para medir a tensão Seebeck de um termopar, não se pode usar simplesmente um voltímetro ou outro sistema de medição, porque a ligação dos condutores do termopar ao sistema DAQ (junções J2 e J3) cria circuitos termoelétricos adicionais. No termopar da Fig. 8, os dois condutores são ligados a uma placa DAQ. O circuito possui 3 junções de metais diferentes: J1, J2, e J3. J1, junção do termopar, gera uma tensão de Seebeck proporcional à temperatura da chama. No entanto, J2 e J3 apresentam o seu próprio coeficiente de Seebeck (proporcional à temperatura nos terminais da placa DAQ). A resolução deste problema será discutida no Cap. 5.3.

Características

Ao contrário de outros sensores de temperatura, os termopares são:

- Auto-alimentados (*self-powered*);
- Baratos;
- Cobrem largas gamas de temperatura.

No entanto, existem outros factores a ter em conta com termopares:

- Os termopares geram tensões extremamente pequenas, o que as torna susceptíveis ao ruído;
- A sensibilidade à temperatura de um termopar é pequena, requerendo instrumentação de medição exacta;
- Um sensor de compensação de junção-fria (ver Cap. 5.3) é necessário quando se usam termopares;
- Os termopares não são tão estáveis quanto outros sensores de temperatura disponíveis;
- A exactidão de um termopar é tipicamente da ordem de 1°C.

4.3.2. RTD

Um detector de temperatura resistivo (RTD – *Resistance Temperature Detector*) consiste num filme fino, geralmente de platina, colocado sobre outro filme de plástico, que tipicamente, permite medir temperaturas até 800 °C. Um RTD de platina (outros materiais usados para RTDs são o ouro, cobre e níquel) possui um valor de resistência típico da ordem de 100 Ω , a 0 °C. A resistência do RTD varia com a temperatura, sendo a relação relativamente linear, como mostra a Fig. 9.

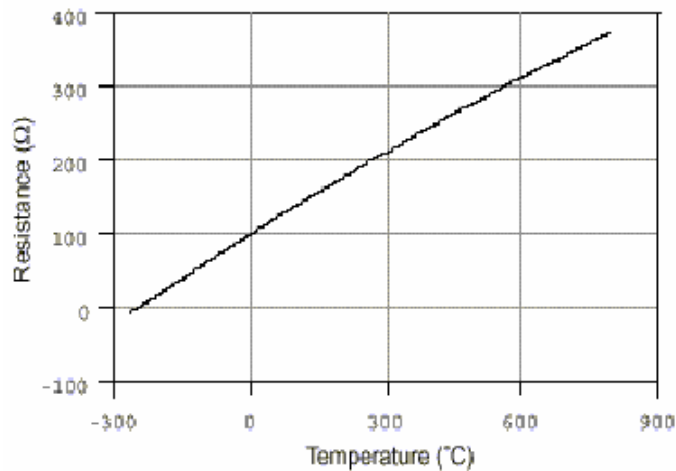


Fig. 9. Resistência de um RTD de 100 Ω , em função da temperatura.

Esta relação aparece relativamente linear, mas o ajuste de curva é frequentemente o método mais exacto de medição com RTD. Uma corrente eléctrica que passa através do RTD cria uma tensão nos seus terminais. A medição desta tensão permite determinar a resistência do RTD e, conseqüentemente, a temperatura a que se encontra. Um RTD é um elemento de medição passivo, sendo por isso necessário fornecer-lhe uma corrente de excitação. Este assunto será tratado no Cap. 5.4.

Especificações

- Elevada exactidão;
- Grande estabilidade;
- Gama dinâmica de 0°C a 450°C, podendo atingir 800°C;
- Resistência (à temperatura de referência) na gama de 10 Ω a 1 k Ω .
- Tempo de resposta pequeno, devido a sua extensa área de superfície;
- Sensibilidade pequena (0.4 $\Omega/^\circ\text{C}$); o sistema deverá permitir a leitura de pequenas variações de tensão.

Características

- Custos; são mais caros que a maioria dos outros transdutores de temperatura;
- Sensibilidade ao sobre-aquecimento (*self-heating*), podendo levar a erros de medição. É aconselhável uma fonte de corrente de excitação pequena.

4.3.3. Termístores

Um termístor, tal como um RTD, é um elemento passivo de medição de temperatura. Para fazer leituras de temperatura, é necessária uma tensão (ou corrente I_{EX}), constante, de excitação como mostra a Fig. 10, e registar os valores de tensão de saída V_0 :

$$V_0 = R_T \cdot I_{EX}, \quad R_T = \frac{V_0}{I_{EX}},$$

para fonte de corrente, e

$$V_0 = \frac{R_T}{R_T + R_0} \cdot I_{EX}, \quad R_T = \frac{R_0 \cdot V_0}{V_0 - I_{EX}},$$

para fonte de tensão.

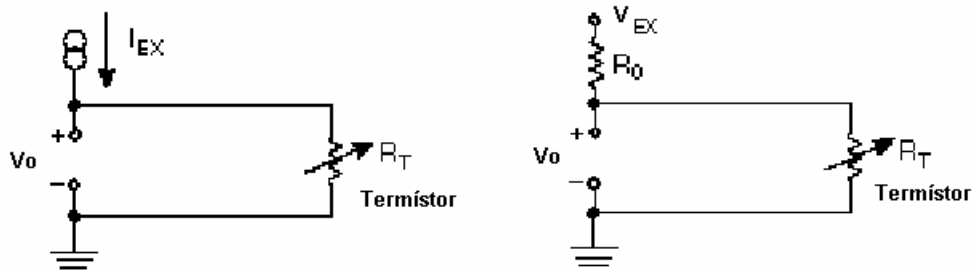


Fig. 10. Medição da temperatura com termístor, usando fonte de corrente constante (esquerda), ou fonte de tensão constante (direita).

A curva do termístor pode ser aproximada com relativa exactidão com a equação de Steinhart-Hart:

$$T(K) = \frac{1}{a_0 + a_1 \ln(R_T) + a_2 [\ln(R_T)]^3}$$

onde é calculada a temperatura $T(K)$ expressa em Kelvin ($= T(^{\circ}C) + 273.15$), com R_T (resistência do termístor) dada pelas equações anteriores. Os coeficientes a_0 , a_1 , e a_2 são fornecidos pelo fabricante ou calculados a partir da respectiva curva resistência-temperatura.

A maior diferença que distingue os termístores dos RTDs é a sua composição: os termístores são feitos de um material semiconductor, revestido de vidro ou *epoxy*. Os termístores são de dois tipos:

- NTC (*Negative Temperature Coefficient*); a resistividade diminui com o aumento da temperatura;
- PTC (*Positive Temperature Coefficient*), a resistividade aumenta com o aumento da temperatura.

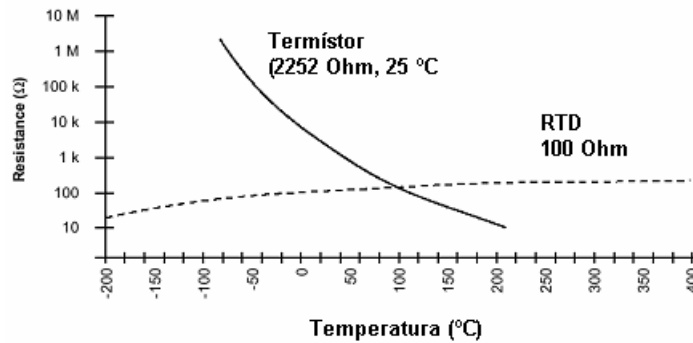


Fig. 11. Resistência em função da Temperatura, para um termistor e RTD típicos.

A Fig. 11 compara as curvas Resistência-Temperatura de um termistor e RTD de 100 Ω, ambos típicos.

Ao contrário dos RTDs, os termístores possuem resistência mais elevada (desde 2 kΩ até 10 kΩ) e maior sensibilidade ($\sim 200 \Omega/^\circ\text{C}$), tornando-os adequados para medições exactas de temperatura. A maior desvantagem dos termístores é a sua reduzida gama dinâmica de temperaturas (até 300 °C), e uma saída altamente não-linear.

Especificações

- Termístores disponíveis de 2,252 Ω a 10 kΩ, a 25 °C;
- Gama dinâmica até 300 °C;
- Muito exactos e estáveis;
- Tempo de resposta muito pequeno;
- Sensibilidade na ordem de 10 Ω/°C a 10 kΩ/°C.

Características

- Os termístores são tipicamente mais baratos que os termopares, mas mais caros que os RTDs;
- Os termístores podem ser relativamente pequenos, com pequenas massas térmicas, resultando num tempo de resposta curto;
- Devido à sua elevada resistência, as resistências de carga não afectam a exactidão das medições, ao contrário dos RTDs. Medições com o método *2-wire* são adequadas (ver Cap. 5.4).

4.4. Sensores Ópticos

Os sensores ópticos detectam luz. Embora desempenham a mesma “tarefa”, existem diversos tipos de sensores ópticos. Por exemplo:

- Fotodíodos;
- Fototransístores;
- Células Fotovoltáicas – junção de vários materiais (semiconductor);

- Fotocondutivos – resistivos;
- Photoemissivos – diodo;
- Foelectromagnéticos.

4.4.1. Fotodíodos

As Fig. 12 e 13 mostram os circuitos fundamentais que usam fotodíodos. O circuito da Fig. 12 (esquerda) transforma a fotocorrente produzida pelo fotodíodo sem tensão de referência (*bias*). A tensão de saída V_{OUT} é dada por:

$$V_{OUT} = R_L \cdot I_P$$

sendo mais ou menos proporcional à quantidade de luz incidente quando $V_{OUT} < V_{OC}$ (V_{OC} é a tensão em circuito aberto nos terminais do fotodíodo). A Fig. 12 (direita) mostra o ponto de operação para uma resistência de carga R_L , sem tensão de referência.

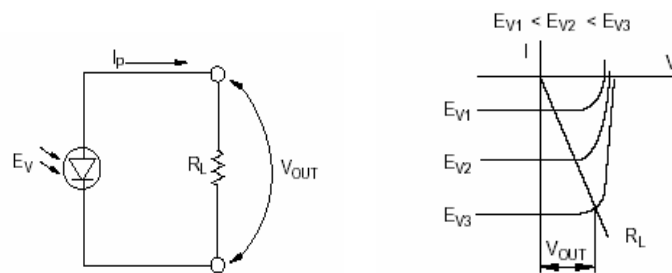


Fig. 12. Circuitos básicos com fotodíodo, sem tensão de referência (*bias*).

A Fig.13 ilustra um circuito onde o fotodíodo é alimentado com uma tensão de referência V_{CC} , e uma corrente I_p convertida numa tensão V_{OUT} . Neste arranjo, a saída é também dada por:

$$V_{OUT} = R_L \cdot I_P$$

Uma saída proporcional à luz incidente é obtida. A região de proporcionalidade é expandida pela quantidade V_{CC} , e dada pela expressão:

$$V_{OUT} < V_{OC} + V_{CC}$$

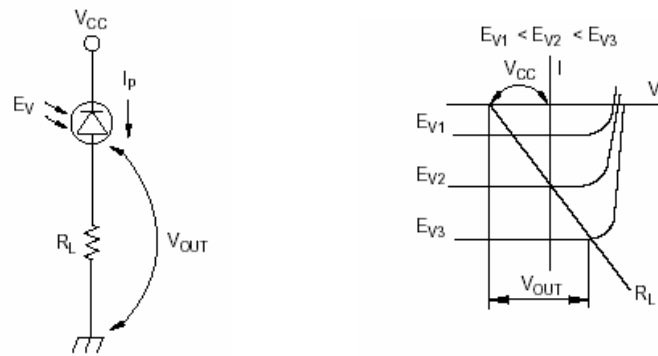


Fig. 13. Circuitos básicos com fotodíodo, com tensão de referência (*bias*).

A Fig. 13 (direita) mostra o ponto de operação para uma resistência de carga R_L , com tensão de referência invertida, aplicada ao fotodíodo. As características deste circuito, geralmente usado, são:

- Tempo de resposta pequeno;
- Saída proporcional numa vasta gama.

4.4.2. Fototransístores

A Fig. 14 mostra o circuito fundamental que usa fototransístores de dois terminais. O circuito da Fig. 14 (esquerda) é um amplificador de emissor-comum.

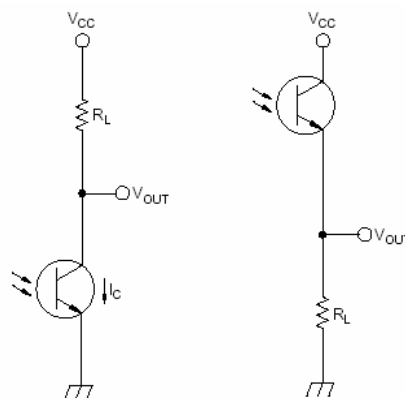


Fig. 14. Circuitos básicos com fototransístores de dois terminais, funcionando como amplificador de emissor-comum (esquerda) e colector-comum (direita).

A luz, na base do transístor, provoca uma diminuição na saída (V_{OUT}), de um nível “alto” (*high*) para um nível “baixo” (*low*). Na Fig. 14 (direita), mostra-se um amplificador de colector-comum, com uma saída que aumenta de *low* para *high*, como resposta à luz incidente.

Ajustando o valor da resistência de carga R_L do amplificador, é possível impor o modo de operação do fototransístor. Para os circuitos mencionados funcionarem em **modo de interruptor** (*switch mode*), a resistência de carga R_L deverá ser dada em função da corrente do colector I_C , pela condição:

$$V_{CC} < R_L \cdot I_C$$

Para um funcionamento no **modo activo**, o valor correcto da resistência pode ser determinado pela equação seguinte:

$$V_{CC} > R_L \cdot I_C$$

Tipicamente, uma resistência de 5 k Ω ou maior é adequado para que o fototransistor opere em modo de interruptor. O nível *high* de tensão de saída no modo interruptor deve igualar a tensão de alimentação (V_{CC}), enquanto que o nível *low* de tensão de saída deve ser inferior a 0.8 V.

O circuito da Fig. 15 (esquerda) usa um fototransistor com um terminal de base. Uma resistência R_{BE} ligada entre a base e o emissor diminui a influência da corrente de fundo (*dark current*) quando opera a temperaturas elevadas.

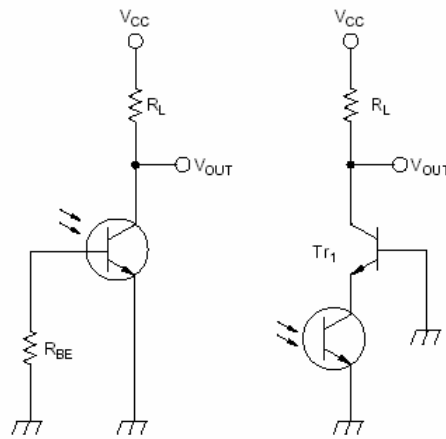


Fig. 15. Circuitos básicos com fototransistores.

A Fig. 15 (direita) ilustra uma ligação em cascata de um transistor (T_{r1}) ligado à *terra*, aumentando a resposta do fototransistor.

4.4.3. Fotoresistências – LDR

As fotoresistências, tal como o nome indica, são resistências eléctricas cujo valor é função da quantidade de luz que nelas incide. Estas são muitas vezes designadas por LDR (*Light-Dependent Resistors*) e células CDS (*Cadmium-Sulfide Cells*). O valor da resistência é elevado (na ordem de M Ω) quando não incide luz (escuridão), e significativamente mais baixo quando são iluminados (na ordem de alguns Ω).

4.5. Sensores de Posição/Deslocamento

4.5.1. Transdutores Indutivos – LVDT e RVDT

O LVDT (*Linear Voltage Differential Transformer*) é o transdutor de indutância variável mais usado na indústria. É um dispositivo electro-mecânico desenhado para produzir uma tensão alternada (AC) de saída, proporcional ao deslocamento relativo entre o transformador e seu núcleo, como ilustrado na Fig. 16.

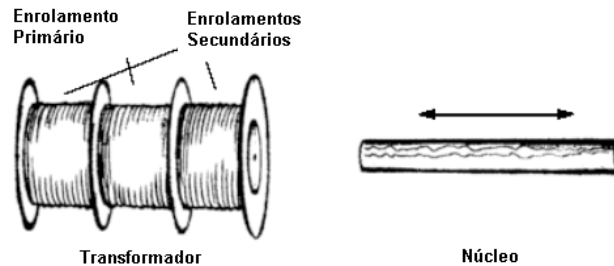


Fig. 16. Esquema de um LVDT típico, constituído por um transformador (um enrolamento primário e dois secundários) e um núcleo móvel.

A construção física de um LVDT típico consiste num núcleo móvel de um material magnético e de três espiras (enrolamentos) que constituem o transformador estático. Um desses três enrolamentos é designado por primário, enquanto que os outros dois são os secundários.

A equação básica do LVDT corresponde à do transformador, que estabelece a relação de proporcionalidade entre a tensão V e o número N de espiras do enrolamento:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{N_{OUT}}{N_{IN}}$$

onde N_{OUT} (N_{IN}) é o número de espiras do enrolamento de saída (entrada) e V_{OUT} (V_{IN}) a leitura da tensão de saída (entrada).

Quando o núcleo desliza dentro do transformador, um determinado número de espiras ficam afectadas pela proximidade do núcleo, gerando assim uma única tensão de saída.

A maioria dos LVDTs são ligados como se ilustra na Fig. 17. Este arranjo é conhecido como *open wiring*, onde V_{IN} representa a tensão de excitação do LVDT. Uma vez que o número de espiras é uniformemente distribuído ao longo do transformador, a tensão de saída é proporcional ao deslocamento relativo do núcleo de ferro, dentro do transformador.

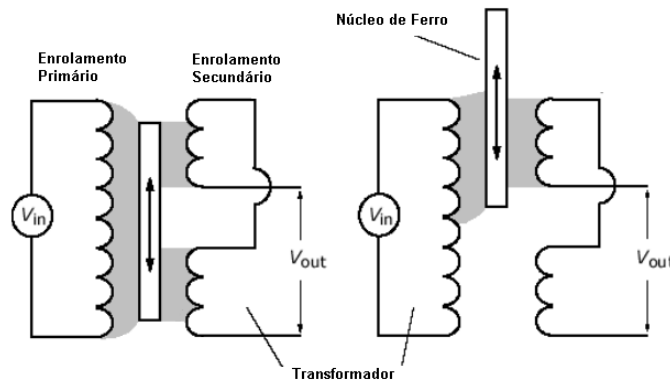


Fig. 17. Princípio de funcionamento de um LVDT.

A equação que relaciona a tensão de saída V_{OUT} e o deslocamento D é:

$$D = M \cdot V_{OUT}$$

onde M é a sensibilidade do transformador (declive da curva deslocamento-tensão).

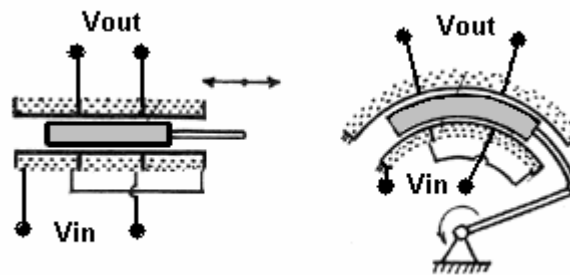


Fig. 18. Medição do deslocamento linear (esquerda) usando um LVDT, e deslocamento angular (direita) usando um RVDT.

Este transdutor (transformador) indutivo pode ser projectado de forma a poder medir deslocamentos angulares: obtém-se assim um RVDT (*Rotary Variable Differential Transformer*), como se mostra na Fig. 18. Neste caso também, V_{IN} representa a tensão de excitação e V_{OUT} a tensão de saída do transdutor, proporcional ao deslocamento angular do núcleo dentro do transformador.

4.5.2. Transdutores Resistivos

Um transdutor resistivo contém um braço sensível ao deslocamento (translação ou rotação). Este braço conduz um ponto de contacto no elemento de transdução que se movimenta ao longo de uma camada resistiva (ver Fig. 19).

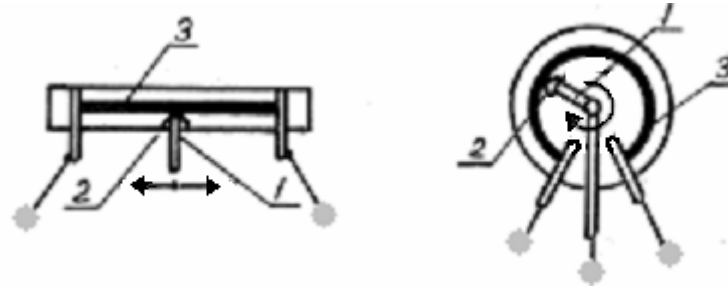


Fig. 19. Transdutores resistivos para medição de deslocamento de translação (esquerda) e rotação (direita).
1: Braço; 2: Ponto de contacto; 3: Camada resistiva.

O valor da resistência medida entre o ponto de contacto e um dos terminais da camada resistiva é uma função do deslocamento, movimento ou rotação.

4.5.3. Codificadores Ópticos

O tipo de codificador mais popular é o codificador óptico, esquematizado na Fig. 20. Consiste num disco rotativo, uma fonte luminosa e um fotodetector (sensor óptico). O disco é montado num braço rotativo e possui sectores opacos e transparentes. À medida que o disco roda, estes sectores interrompem a luz que incide num fotodetector, gerando um sinal digital (pulsado) de saída.

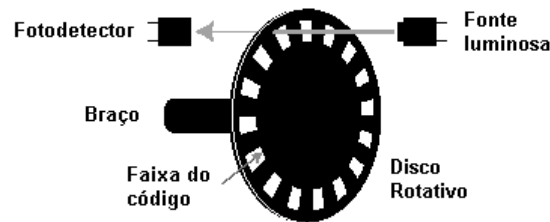


Fig. 20. Princípio de funcionamento de um codificador óptico.

Um codificador óptico linear ou angular é constituído por um disco (ver Fig. 20), ou faixa, com marcas (símbolos de um código digital) gravadas nele.

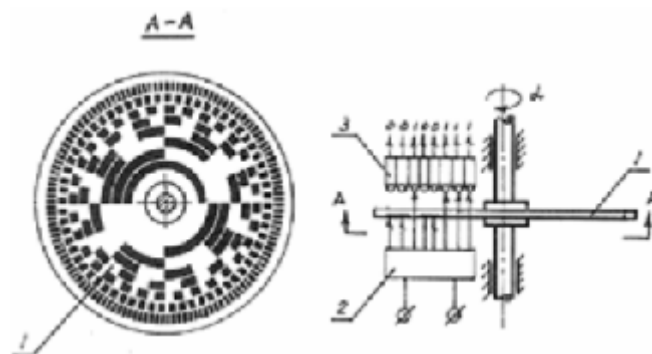


Fig. 21. Codificador óptico para medição de deslocamentos angulares. 1: Disco; 2: Fonte luminosa; 3: Sistema de detecção óptica.

Num codificador óptico mais complexo (Fig. 21), a posição angular do disco (ou posição linear de um faixa), é definida por um código digital (sistema binário), cujos símbolos, "0" e "1", providenciados por áreas opacas e transparentes do disco (ou faixa), são distinguidos por um sistema de detecção óptica (fotodetector).

O disco codificado é constituído por:

- Vidro, para aplicações de alta resolução (>16 *bits*);
- Plástico ou metal, para aplicações que requerem uma construção mais robusta (resolução de 8 a 10 *bits*).

4.6. Sensores de Força

4.6.1. Células de Carga (*Strain Gauge*)

Definição de *Strain*

O *strain* é a quantidade de deformação de um corpo devido à aplicação de uma força. Mais especificamente, o *strain*, ϵ , é definido como a variação relativa de comprimento, como ilustrado na Fig. 22.

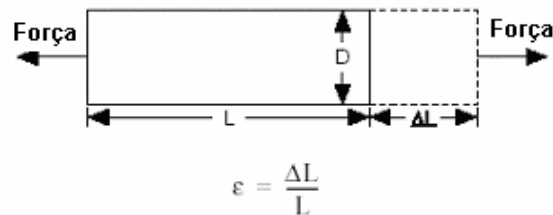


Fig. 22. Definição de *strain*.

O *strain* pode ser positivo (tensão) ou negativo (compressão). Na prática, os valores medidos de *strain* são muito pequenos. Assim, o *strain* é geralmente expresso em *milistrain* (mε) ou *microstrain* (με), ou seja $10^{-6}\epsilon$.

Quando uma barra é sujeita a um *strain* devido a uma força aplicada ao longo do eixo da mesma (ver Fig. 22), verifica-se à diminuição da largura D (contração) da barra, numa direcção perpendicular ao eixo da barra (fenómeno conhecido por *strain* de Poisson).

O valor desta contração transversal é uma propriedade do material caracterizada pela razão de Poisson. A razão de Poisson, ν , de um material é definida por:

$$\nu = -\frac{e_T}{e}$$

onde ϵ é o *strain* medido na direcção da força deformadora e ϵ_T é o *strain* medido na direcção transversal (perpendicular à direcção da força). A razão de Poisson para o aço, por exemplo, varia entre 0.25 e 0.3.

Células de Carga

Embora existam várias formas de medir o *strain*, o método mais comum é usar células de carga (*strain Gauge*), um componente cuja resistência eléctrica varia proporcionalmente com a quantidade de *strain* aplicado ao dispositivo. Por exemplo, a célula de carga piezoresistiva é um dispositivo semiconductor cuja resistência varia não-linearmente com o *strain*. A célula de carga mais usada é a metálica: consiste num fio condutor muito fino, ou mais geralmente numa membrana metálica disposta numa “rede”. A rede permite maximizar a quantidade de fio condutor sujeito ao *strain* aplicado numa direcção paralela (Fig. 23). A amostra em estudo é colocada no suporte, e o *strain* ao qual fica sujeita é directamente transferido à célula de carga., correspondendo à variação linear da resistência eléctrica.

Os valores da resistência nominal das células de carga disponíveis comercialmente, variam entre 30 e 3000 Ω , sendo 120, 350 e 1000 Ω os valores mais comuns.

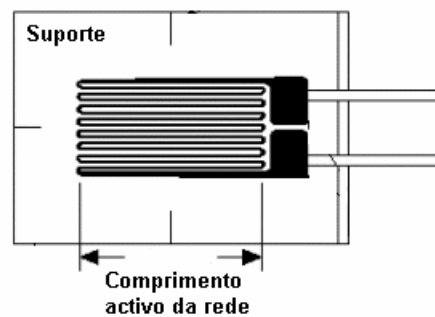


Fig. 23. Célula de carga metálica (*bounded*).

É muito importante que a célula esteja propriamente montada na amostra em estudo, para que o *strain* seja adequadamente transferido da amostra, através do adesivo e suporte da célula de carga. Os fabricantes de células de carga são a melhor fonte de informação relativamente à montagem de células...

Um parâmetro fundamental da célula de carga é a sensibilidade ao *strain*, expressa quantitativamente à custa do factor de *Gauge* (*Gauge factor*) GF . Este factor é definido como a razão entre a variação relativa da resistência eléctrica e a variação relativa do comprimento (*strain*):

$$GF = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta L}{L}} = \frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{L}{\Delta L} = \frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{1}{e}$$

O factor de Gauge para células de carga metálicas situa-se tipicamente à volta de 2.

Idealmente, pretende-se a resistência da célula de carga varie unicamente com o *strain* aplicado. No entanto, o material da célula, bem como o material da amostra à qual o *strain* é aplicado, respondem também a variações da temperatura. Por exemplo, considera-se uma célula compensada para o alumínio, com coeficiente de temperatura de 23 ppm/°C. Com uma resistência nominal de 1000 Ω e um factor de *Gauge GF* = 2, o erro equivalente do *strain* permanece igual a 11.5 µε/°C. Embora a sensibilidade da célula de carga à temperatura seja reduzida pelos fabricantes, não é totalmente eliminada: uma compensação dos efeitos da temperatura adicional é importante.

Medições com Células de Carga

Na prática, as medidas de *strain* raramente envolvem quantidades maiores que poucos *milistrain* (10⁻³ ε). As medições do *strain* requerem medições exactas de variações muito pequenas de resistência. Por exemplo, um *strain* de 500 µε é aplicado a uma determinada amostra: uma célula de carga com factor de *Gauge GF* = 2 exhibe então uma variação de resistência eléctrica de (somente) $2 \cdot 500 \cdot 10^{-6} = 0.1\%$. Para uma célula de 120 Ω, esta variação corresponde a 0.12 Ω.

Para medir estas pequenas variações de resistência, e compensar a sensibilidade à temperatura (discutida anteriormente), as células de carga são praticamente sempre usadas numa configuração de ponte, com uma fonte de tensão ou corrente de excitação.

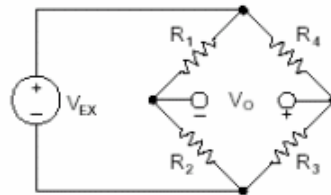


Fig. 24. Ponte de Wheatstone.

A ponte de Wheatstone, ilustrada na Fig. 24, consiste em quatro resistências (ramos) e uma tensão de excitação V_{EX} , aplicada à ponte. A tensão de saída da ponte, V_0 , é dada por:

$$V_0 = \left[\frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \cdot V_{EX}$$

Desta relação, verifica-se que quando $R_1/R_2 = R_3/R_4$, a tensão de saída V_0 é nula. Neste caso, diz-se que a ponte está em *equilíbrio*.

No entanto, substituindo R_4 da Fig. 24 com uma célula de carga activa, qualquer variação da resistência da célula de carga desequilibra a ponte e produz uma tensão de saída não nula. Seja R_G a resistência nominal da célula de carga, a variação da resistência, ΔR , induzida pelo *strain* pode ser expressa por

$$\Delta R = R_G \cdot GF \cdot e .$$

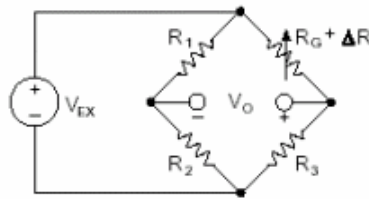


Fig. 24. Ponte de Wheatstone.

Assumindo que $R_1 = R_2$ e $R_3 = R_G$ (Fig. 25), a equação anterior pode ser alterada para evidenciar a razão V_0/V_{EX} como função do *strain* aplicado:

$$\frac{V_0}{V_{EX}} = -\frac{GF \cdot e}{4} \left(\frac{1}{1 + GF \cdot \frac{e}{2}} \right)$$

De notar a presença do termo $1 + (1 + GF \cdot e/2)$, que indica a não-linearidade da saída da ponte relativamente ao *strain*.