

Instrumentação (Graduação)
Métodos Experimentais em Engenharia (Pós-Graduação)
CEFET/RJ - Prof. Paulo

Bibliografia

- Handbook of Transducers, Harry N. Norton, Prentice Hall,
- Digital Eletronics, Tokheim, McGraw-Hill International Editions,
- Application Notes, National Instruments.

Índice

Capítulo 1 – Fundamentos de Sistemas de Aquisição de Dados

- 1.1 - Introdução
- 1.2 - Transdutores
- 1.3 - Condicionamento de sinais
- 1.4 - Conversão Analógico/Digital
- 1.5 - Armazenamento / Visualização dos dados aquisitados

Capítulo 2 – Transdutores de Deslocamento

- 2.1 -Transdutores de Deslocamento Potenciométrico
- 2.2 - Encoders

Capítulo 3 – Sensores de Deformação

- 3.1 - Princípio Físico
- 3.2 - Extensômetros Elétricos “Strain Gages”
- 3.3 -Tipos de “Strain Gages”
- 3.4 - Ponte de “Wheatstone”

Capítulo 4 – Transdutores Extensométricos

- 4.1 - Introdução
- 4.2 - Células de carga “Load Cells”
- 4.3 -Transdutores de Torque
- 4.4 -Transdutores de Pressão

Capítulo 5 – Sensores de Temperatura

- 5.1 - Introdução
- 5.2 - Termopares “Thermocouple”
- 5.3 - Termoresistências “RTD” (Pt 100)
- 5.4 - Termistores

Capítulo 6 – Sistemas de Aquisição de Dados

- 6.1 - Conversor Digital/Analógico básico
- 6.2 - Conversor Digital/Analógico tipo “Ladder”
- 6.3 - Conversor Analógico/Digital tipo “Counter Ramp”
- 6.4 - Outros tipos de conversores A/D

Capítulo 1 – Fundamentos de Sistemas de Aquisição de Dados

1.1 – Introdução

Uma determinada grandeza física pode ser medida, de forma automatizada, pela utilização de um sistema de aquisição de dados, como mostrado esquematicamente na Figura 1.1:

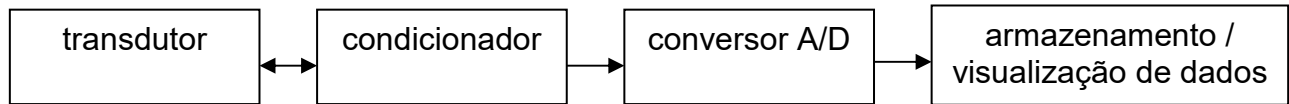


Figura 1.1 – Diagrama de blocos resumido de um sistema de aquisição de dados.

Em poucas palavras pode-se dizer que o transdutor transforma uma grandeza física em sinal elétrico proporcional. O condicionador ajusta o sinal elétrico vindo do transdutor a níveis compatíveis com a próxima etapa. O conversor A/D transforma o sinal analógico (contínuo no tempo) em sinal digital (quantizado no tempo) e finalmente o sinal digital é armazenado e visualizado.

1.2 – Transdutores

A descrição de um transdutor envolve alguns parâmetros mínimos, tais como:

- A definição da grandeza física a ser medida,
- O princípio de transdução,
- A faixa de utilização,
- Informações complementares.

A tabela 1.1 mostra alguns exemplos de descrição de transdutores:

Medição	Princípio de transdução	Faixa de Utilização	Informação complementar
Deslocamento	potenciométrico	de 0 a 50 mm	retilíneo
Força	extensométrico	de 0 a 10000 kgf	compressão
Pressão	extensométrico	de 0 a 100 bar	saída de 4 a 20 mA

Tabela 1.1 – Exemplos de descrição de transdutores.

Alguns dos princípios de transdução mais utilizados são descritos resumidamente:

- Capacitivo

Mede a mudança de capacitância C que ocorre em um capacitor quando se altera a distância entre os eletrodos d ou a área dos eletrodos A ou a permissividade do dielétrico entre os eletrodos (ϵ), como mostrado esquematicamente na Figura 1.2:

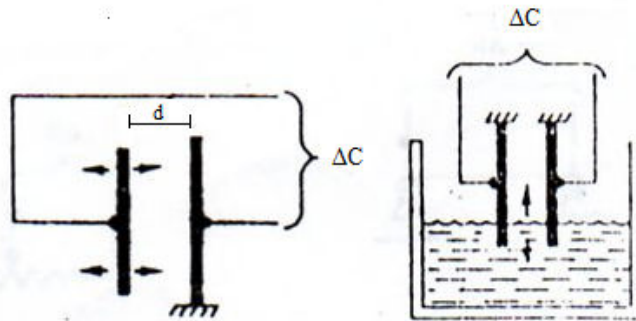


Figura 1.2 – Transdutor capacitivo.

- Indutivo

Mede a mudança de auto-indutância de uma espira causada pelo deslocamento de um núcleo ferromagnético em seu interior, como mostrado esquematicamente na Figura 1.3:

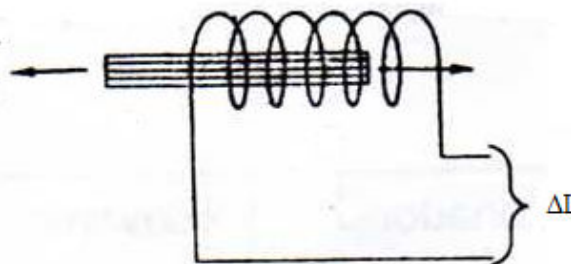


Figura 1.3 – Transdutor indutivo.

- Relutância

Mede a variação de tensão (função da variação da relutância) resultante do deslocamento de um núcleo magnético dentro de um transformador com excitação no enrolamento primário e medição da variação de tensão no enrolamento secundário (center tapped), como mostrado esquematicamente na Figura 1.4:

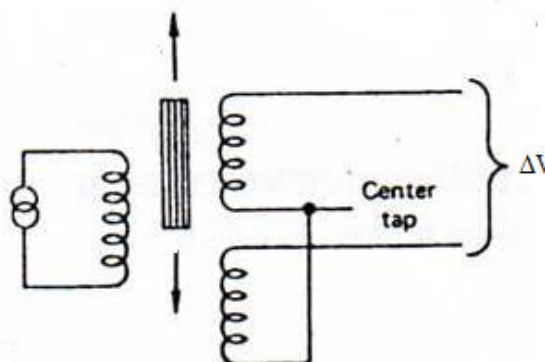


Figura 1.4 - LVDT.

- Piezelétrico
Mede a variação de tensão ou de carga eletrostática gerada por certos materiais quando carregados mecanicamente, como mostrado esquematicamente na Figura 1.5:

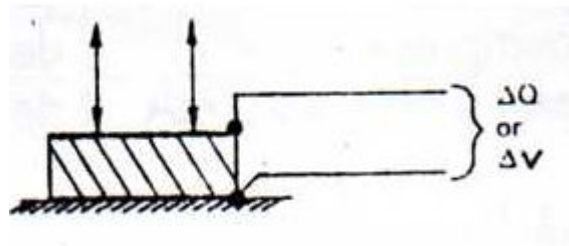


Figura 1.5 – Transdutor piezelétrico.

- Resistivo
Mede a variação da resistência causada por um determinado fenômeno físico, como mostrado esquematicamente na Figura 1.6:

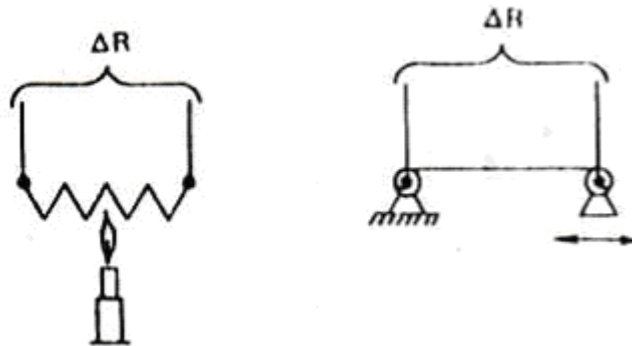


Figura 1.6 – Transdutor resistivo.

- Potenciométrico
Utiliza um divisor de tensão cuja saída é diretamente proporcional ao deslocamento do contato móvel (B), como mostrado esquematicamente na Figura 1.7:

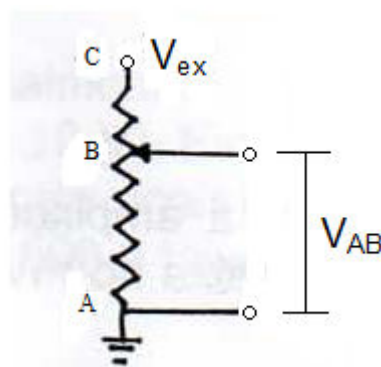


Figura 1.7 – Transdutor potenciométrico.

- Extensométrico

Utiliza o extensômetro elétrico “strain gage” que varia a sua resistência e, portanto a queda de tensão, em função da deformação da peça onde está colado. Usualmente utiliza-se o “strain gage” em conjunto uma ponte de “Wheatstone”, como mostrado esquematicamente na Figura 1.8:

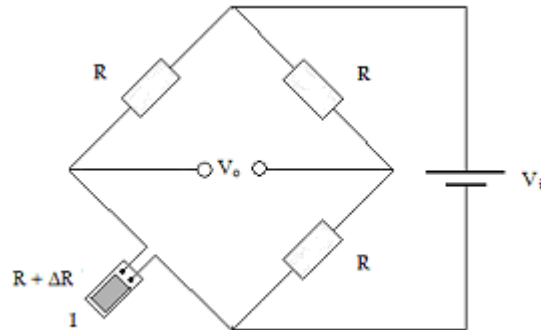


Figura 1.8 – Sensor de deformação “strain gage” na posição 1.

- Termoelétrico

Uma diferença de potencial é gerada quando dois materiais dissimilares unidos de um lado por um ponto (junta sensora) e de outro lado por uma junta de referência, são submetidos a temperaturas distintas, como mostrado esquematicamente na Figura 1.9:

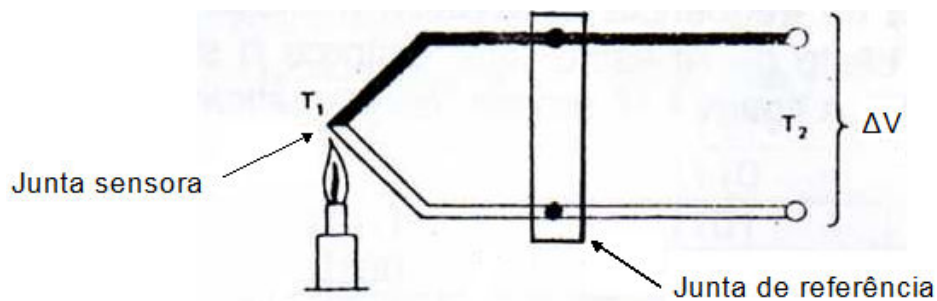


Figura 1.9 – Termopar.

1.3 - Condicionamento de sinais

De uma forma bastante resumida pode-se dizer que o condicionamento de sinais, de um sistema de aquisição de dados, envolve as seguintes funções básicas:

Amplificação (Ganho)

A amplificação de sinais visa adaptar a amplitude de sinais gerados por transdutores geralmente de amplitude pequena (na faixa de mV) para a faixa esperada pelo conversor A/D (na faixa de V).

Aterramento

O aterramento procura evitar o aparecimento de “loopings” de corrente, em função da diferença de potencial existente entre dois pontos distintos de um mesmo sistema de aquisição de dados.

Isolação

Utiliza transformadores ou acopladores óticos para evitar que tensões espúrias afetem o sistema de aquisição de dados.

Excitação

Utiliza fontes internas de tensão ou de corrente, do equipamento de condicionamento de sinais, para a excitação (energização) de transdutores.

Filtragem

A filtragem tem como função básica a retirada de sinais espúrios do sinal que está sendo adquirido. Por exemplo para aquisição de sinais de baixa frequência (alguns Hz), utiliza-se o filtro passa baixa (deixa passar o sinal baixa frequência e barra os ruídos de alta frequência).

De acordo com o teorema de Nyquist a taxa de amostragem deve ser pelo menos o dobro da componente máxima de frequência do sinal de interesse. Mas no caso do sinal adquirido conter altas frequências espúrias, um filtro passa baixa, ou Anti-Aliasing, deverá então ser utilizado para retirá-las, de forma a evitar o aparecimento do fenômeno do aliasing, que faz com que a frequência do sinal de interesse seja erroneamente adquirido, como se fosse de uma frequência menor que a real. A Figura 1.10 mostra, esquematicamente, este efeito:

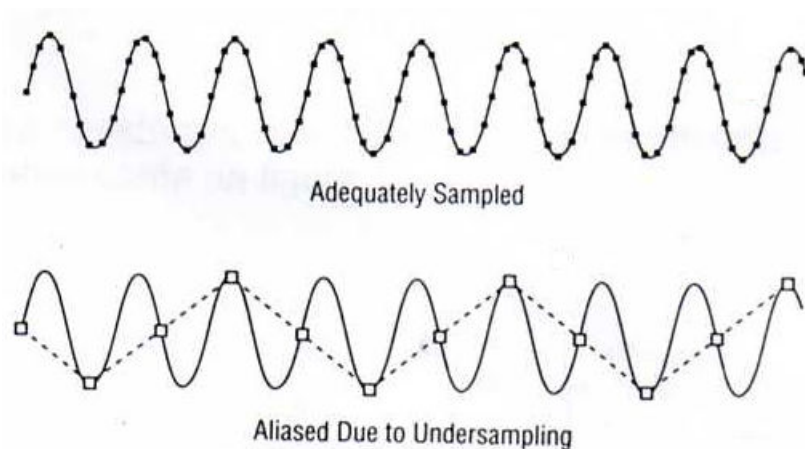


Figura 1.10 – Fenômeno de “aliasing”.

1.4 - Conversão Analógico/Digital

A conversão analógico/digital (A/D) caracteriza-se por converter um sinal analógico (contínuo no tempo), gerado em um transdutor, em um sinal digital (quantizado no tempo) para que possa ser utilizado em um sistema digital, como um microcomputador. Alguns termos importantes de conversão A/D são apresentados de forma resumida:

Faixa de utilização

Os conversores A/D podem ser setados para adquirir em dois modos: o modo unipolar (de 0 a +V) e o modo bipolar (de -V a +V). A Figura 1.11 mostra-se as curvas de transferência para os modos unipolar e bipolar:

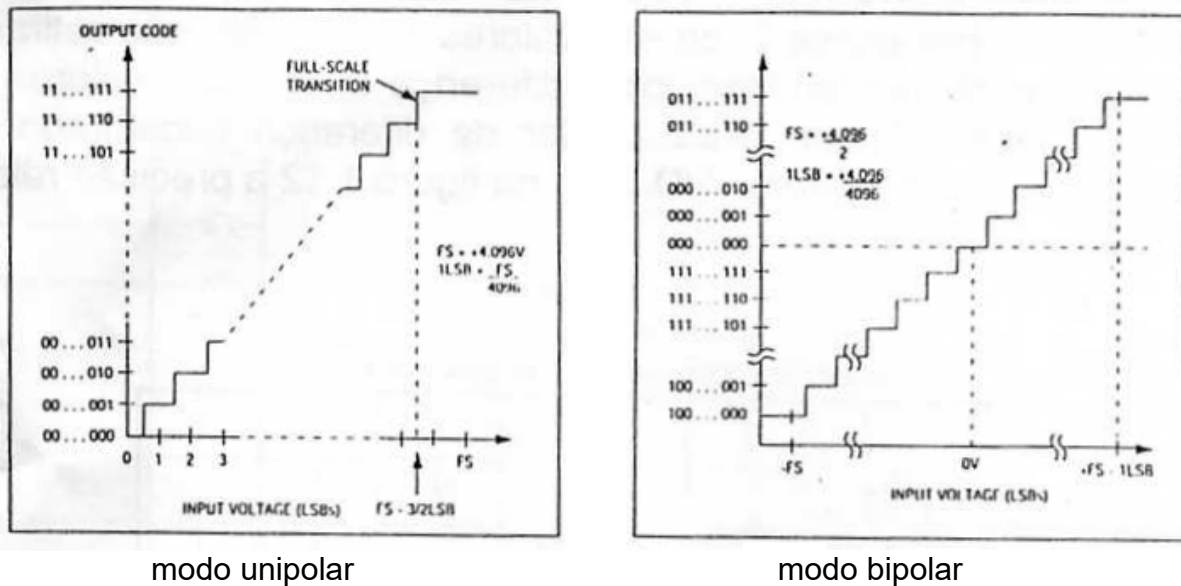


Figura 1.11 – Modos unipolar e bipolar.

A tabela 1.2 mostra, os três sistemas mais utilizados para a representação binária dos sinais adquiridos (positivos e negativos):

inteiro	sign magnitude	offset binary	2' complement
+7	0111	1111	0111
+6	0110	1110	0110
+5	0101	1101	0101
+4	0100	1100	0100
+3	0011	1011	0011
+2	0010	1010	0010
+1	0001	1001	0001
0	0000	1000	0000
-1	1001	0111	1111
-2	1010	0110	1110
-3	1011	0101	1101
-4	1100	0100	1100
-5	1101	0011	1011
-6	1110	0010	1010
-7	1111	0001	1001
-8	-	0000	1000
(-0)	1000	-	-

Tabela 1.2 – Exemplos de sistemas utilizados para conversão binária.

O sistema "Sign magnitude" utiliza o MSB (most significant bit) para representar o sinal (0 para positivo e 1 para negativo). Já o sistema "Offset binary" é uma sequência crescente do número mais negativo para o número mais positivo. O MSB continua sendo utilizado para representar o sinal (0 para negativo e 1 para positivo). O sistema "2' complement" os números positivos são representados como números sem sinal e os números negativos são formados complementando o número binário positivo correspondente e somando 1 LSB (least significant bit) a este valor.

Exemplo 1.1:

Calcule, para um ganho de 500, a faixa de utilização de um sinal analógico para os modos unipolar (0 a 10 V) e bipolar (-10 V a 10 V):

$$\text{faixa de utilização unipolar} = \frac{0 \text{ a } 10 \text{ V}}{500} = 0 \text{ a } 20\text{mV}$$

$$\text{faixa de utilização bipolar} = \frac{-10 \text{ a } 10 \text{ V}}{500} = -20 \text{ a } 20\text{mV}$$

Precisão

A precisão de um sistema de aquisição de dados é dada em função da proximidade entre o valor medido e o valor real de uma grandeza física. Quanto mais preciso for um sistema de aquisição de dados menor será o erro entre o valor medido e o valor real da grandeza física.

Um conceito bastante utilizado é o que estabelece a precisão relativa em placas A/D, em função do LSB. A tensão de entrada de um canal A/D é variada continuamente em toda a faixa de utilização, por exemplo de -10 a 10 V. Dos valores aquisitados são subtraídos, ponto a ponto, os valores teóricos correspondentes. A diferença entre estes valores é plotada como mostrado na Figura 1.12. O maior valor de diferença encontrado é a precisão relativa deste conversor A/D. No caso mostrado na Figura 1.12 a precisão relativa é de ± 0,5 LSB.

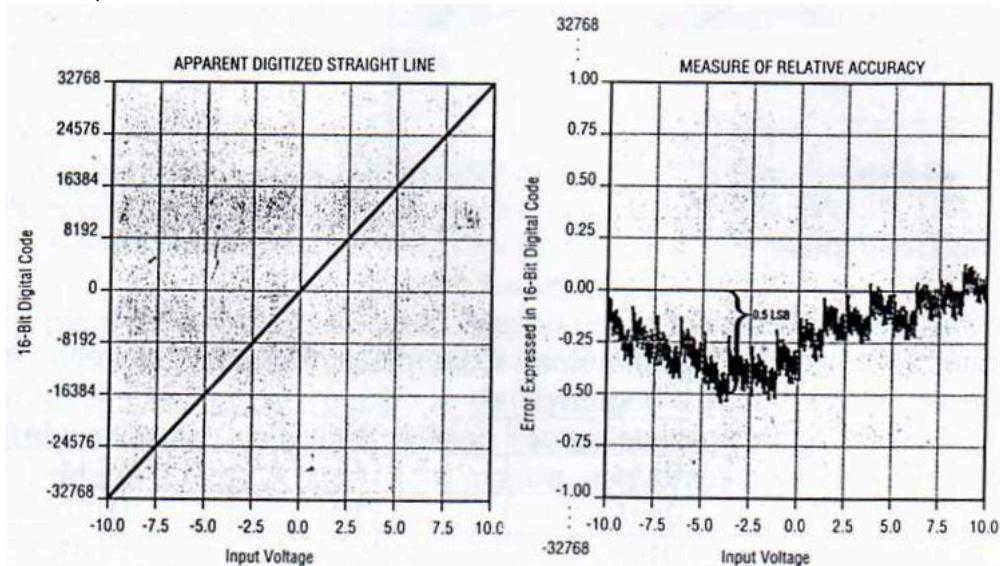


Figura 1.12 – Exemplo de precisão relativa.

Fundo de escala

É o maior valor de uma faixa. Por exemplo, em um transdutor como uma célula de carga de 100 kgf, o fundo de escala é de 100 kgf; para um sistema de aquisição de dados em modo unipolar de 0 a 10V, o fundo de escala ou FE é igual a 10 V.

Resolução

É o menor incremento do sinal que pode ser medido pelo conversor A/D, ou ainda, é igual a 1 LSB. Outro conceito é bastante utilizado diz que a resolução indica o número de níveis diferentes (inclusive o nível zero) que um dado conversor A/D opera.

Exemplo 1.2:

Para um conversor A/D de 4 bit e FE de 5,0 V, calcule a resolução segundo os dois conceitos apresentados:

$$\text{resolução} = \frac{FE}{2^n - 1} = \frac{5,0}{2^4 - 1} = 0,33 \text{ Vou } 1 \text{ LSB} = 0,33 \text{ V}$$

$$\text{resolução} = 2^n = 2^4 = 16 \text{ níveis}$$

Multiplexação

Um único conversor A/D pode ler, seqüencialmente, vários canais através de um multiplexador.

Número de canais de um conversor A/D

Existem duas formas básicas de utilizar-se os canais disponíveis de um conversor: nos modos simples e diferencial, como mostrado na Figura 1.13:

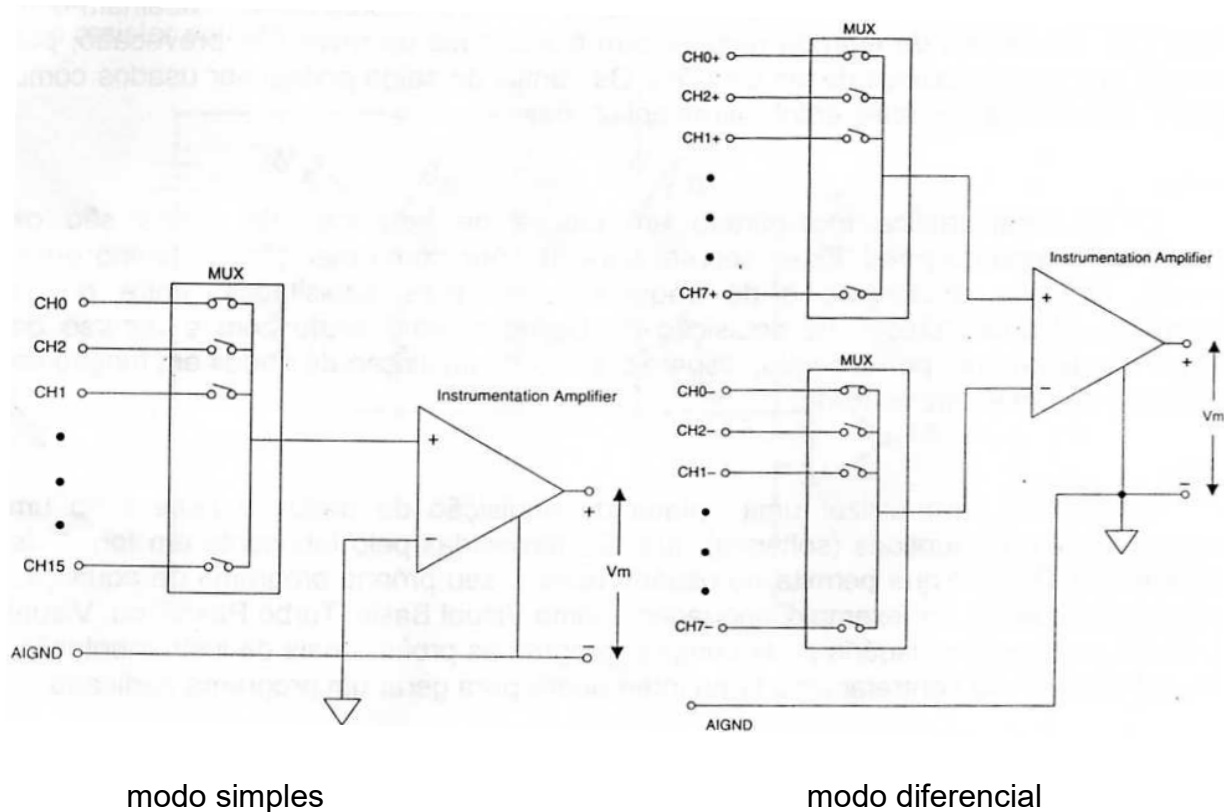


Figura 1.13 – Modos simples e diferencial.

O modo simples é utilizado quando o terra é bom o suficiente para o tipo de medição a ser executada. Este modo tem a vantagem de utilizar-se todos os canais do sistema de aquisição de dados. O modo diferencial utiliza um par de canais por vez e faz a diferença entre os sinais de entrada retirando assim as tensões de modo comum. Deve ser utilizado quando o terra é pouco confiável. Tem a desvantagem de reduzir pela metade os canais disponíveis do sistema de aquisição de dados.

Taxa de aquisição de dados

É a maior taxa de conversão analógica/digital (pontos por segundo) que um dado conversor pode executar em um único canal. Para n canais (conversão analógico/digital multiplexada) a taxa de aquisição de dados de cada canal é dividido também por n .

Exemplo 1.3:

Calcule a taxa de aquisição de dados por canal de um conversor A/D com taxa de aquisição de 100 kS/s (100.000 aquisições por segundo) e 8 canais:

$$\text{taxa por canal} = \frac{\text{taxa do conversor A/D}}{\text{número de canais}} = \frac{100000}{8} = 12,5 \text{ kS/s}$$

1° Obs:

Algumas placas conversoras A/D possuem um ou mais canais conversores D/A (Digital/Analógico). A função dos canais D/A é gerar sinais analógicos à partir dos valores digitais gerados por um software dedicado. Um exemplo de aplicação de um canal D/A é a geração de uma rampa de tensão analógica com taxa determinada por software.

2° Obs:

Uma característica bastante comum em placas conversoras A/D é a existência de canais de entrada / saída digitais "Digital I/O". Estes canais trabalham com níveis TTL. Os canais de entrada reconhecem a mudança de nível TTL provocado, por exemplo, por um dispositivo de fim de curso. Os canais de saída podem ser usados como chaves, acionadoras de relés, entre outras aplicações.

3° Obs:

Outra característica incorporada em placas conversoras A/D são os contadores/temporizadores. Estes servem para funções como medição de tempo entre eventos, medição da largura e da frequência de sinais aquisitados, entre outras aplicações. Algumas placas conversoras A/D contam ainda com o recurso de "trigger" (gatilho) que pode disparar o início da aquisição de dados em função da ocorrência de um evento externo.

4° Obs:

Para utilizar uma placa conversora A/D é necessário um conjunto mínimo de funções (software) ou "drivers" que são disponibilizados pelo fabricante, normalmente "baixadas" de seu "site", que permitem ao usuário fazer o seu próprio programa de aquisição de dados, utilizando programas profissionais, como C, para tal. Alternativamente o usuário pode adquirir programas profissionais de instrumentação, como o LabView.

1.5 – Armazenamento / Visualização dos dados adquiridos

Normalmente um sistema de aquisição de dados é composto por transdutores, o condicionador de sinais, o conversor A/D e de um microcomputador com um software dedicado. À medida que adquire os dados o conversor A/D disponibiliza ao microcomputador, em um endereço previamente escolhido, os equivalentes digitais dos sinais analógicos lidos. Cabe ao software dedicado ler, periodicamente, os valores disponíveis neste endereço, e armazená-los para que possam ser utilizados posteriormente. Com estes dados o software dedicado pode fazer cálculos de conversão de representação (por exemplo do sistema binário para o sistema decimal), salvar em arquivos, com extensão .txt ou .dat, fazer os cálculos necessários para apresentação dos dados adquiridos em um monitor, entre outras ações de pós-processamento. Finalmente cabe ao software dedicado gerar relatórios impressos dos dados adquiridos.

Capítulo 2 - Transdutores de Deslocamento

2.1 - Transdutores de Deslocamento Potenciométrico

Os transdutores de deslocamento potenciométrico são divisores de tensão (Figura 2.1), cujo cálculo é mostrado à seguir:

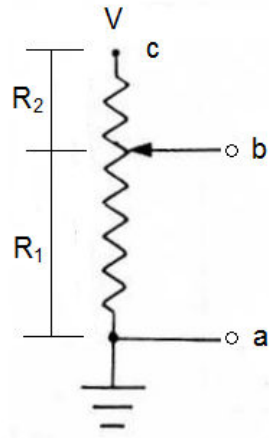


Figura 2.1 – Princípio de funcionamento de transdutor potenciométrico.

$$V_{ab} = R_1 \cdot i \quad (i)$$

$$V_{bc} = R_2 \cdot i \quad (ii)$$

mas,

$$V = V_{ab} + V_{bc} \quad (iii)$$

Substituindo-se (i) e (ii) em (iii), tem-se:

$$V = R_1 \cdot i + R_2 \cdot i$$

$$V = (R_1 + R_2) \cdot i$$

$$i = \frac{V}{(R_1 + R_2)} \quad (iv)$$

Substituindo-se (iv) em (i), tem-se:

$$V_{ab} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \cdot V \quad (2.1)$$

A expressão (2.1) mostra que a saída analógica de tensão V_{ab} é uma fração da tensão de excitação V , onde R_1 pode assumir valores de zero a resistência total $(R_1 + R_2)$. R_1 varia simultaneamente com o deslocamento, ou ainda, V_{ab} varia linearmente com o deslocamento.

A Figura 2.2 mostra transdutores de deslocamento potenciométrico, tipo fio enrolado, que podem ser lineares ou angulares:

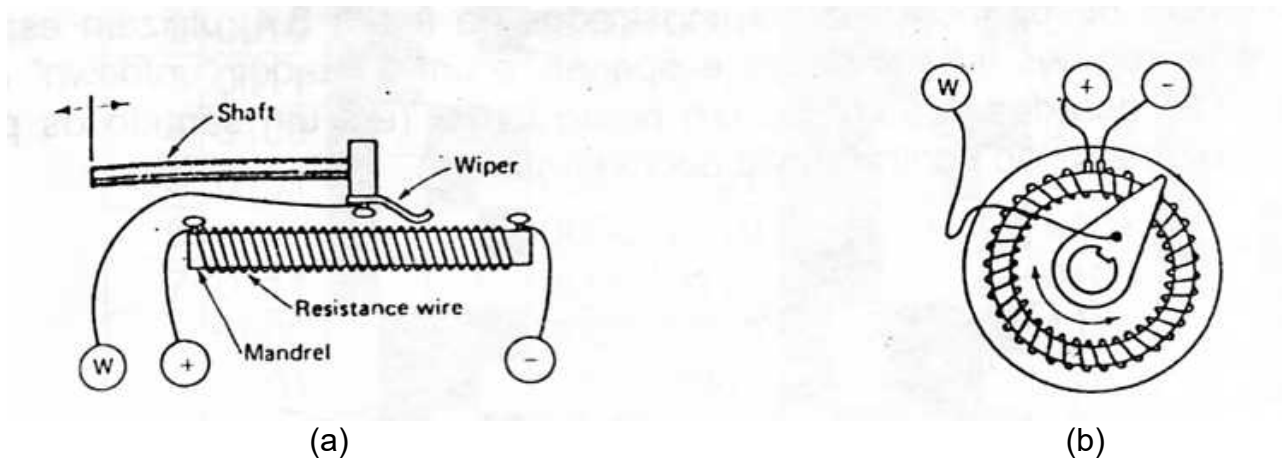


Figura 2.2 – Exemplos de transdutores potenciométricos: (a) linear e (b) angular.

A resolução deste tipo de transdutor é dada pelo número de voltas de fio por unidade de comprimento. Já os transdutores potenciométricos mais modernos utilizam o “conductive plastic” como elemento resistivo, como não há limitação quanto ao incremento mínimo (pois o filme plástico é contínuo) é dito que este tem “resolução infinita”.

A utilização de transdutores potenciométricos é bastante simples, pois não necessitam de condicionamento de sinal, uma vez que a excitação (V) pode ser escolhida em função do FE do conversor A/D. A ligação elétrica a um sistema de aquisição de dados é feita através de três fios, como mostrado na Figura 2.1: o fio ligado ao terra (a), o fio ligado ao contato móvel (b) e o fio ligado a tensão de excitação (c).

2.2 - Encoders

São transdutores que transformam o deslocamento (linear ou angular) em sinais de saída digitais. Dos tipos existentes de encoders os mais utilizados são os encoders óticos, cujo princípio de transdução é mostrado na Figura 2.3:

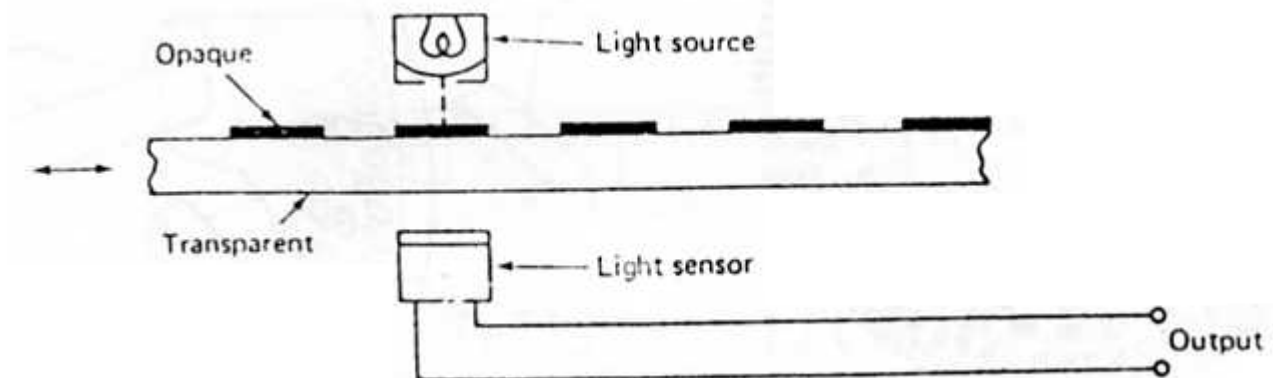


Figura 2.3 - Princípio de funcionamento de um encoder.

Quando a região que passa em frente ao emissor de luz for transparente, o receptor de luz indica estado de “1” lógico e quando a região for opaca o sinal gerado pelo receptor de luz é de “0” lógico.

Existem encoders óticos tanto para a medição de deslocamentos lineares quanto para a medição de deslocamentos angulares. Os encoders podem ser ainda incrementais ou absolutos.

Os encoders óticos incrementais, mostrados na Figura 2.4, utilizam espaçamento uniforme entre as regiões transparentes e opacas, e um contador “up/down” acumula o número de pulsos gerados à partir de um ponto inicial (em um sentido os pulsos são incrementados e no sentido contrário são decrementados).

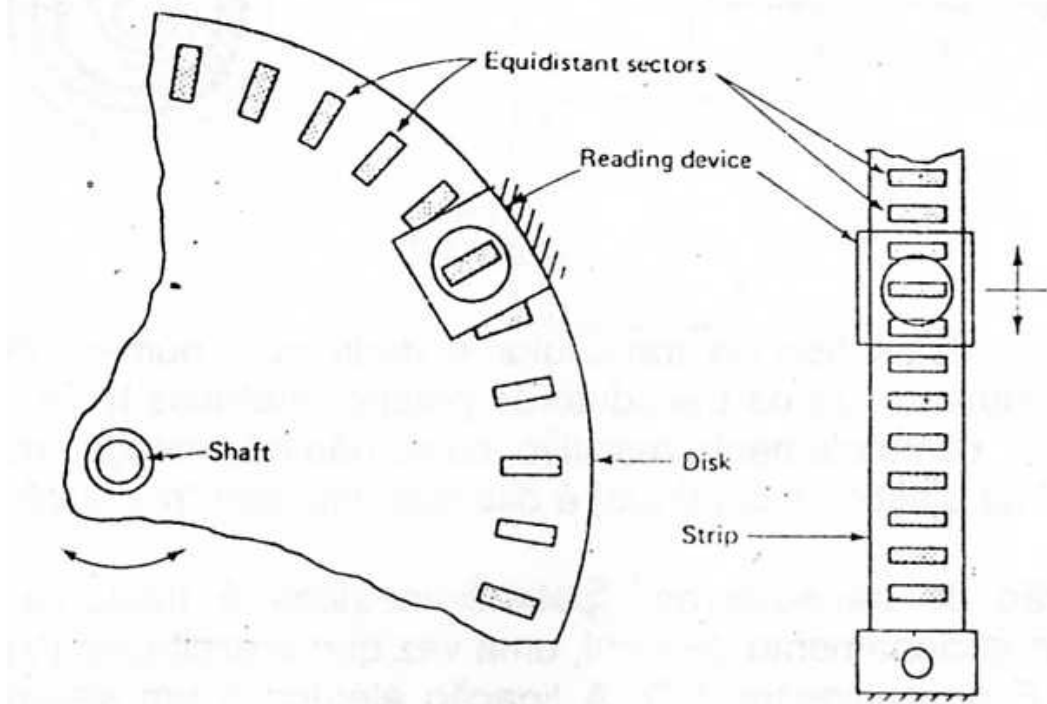


Figura 2.4 – Encoder ótico incremental.

No encoder ótico absoluto, mostrado na Figura 2.5, cada posição corresponde a uma combinação única de regiões transparentes e opacas localizadas em mais de uma trilha.

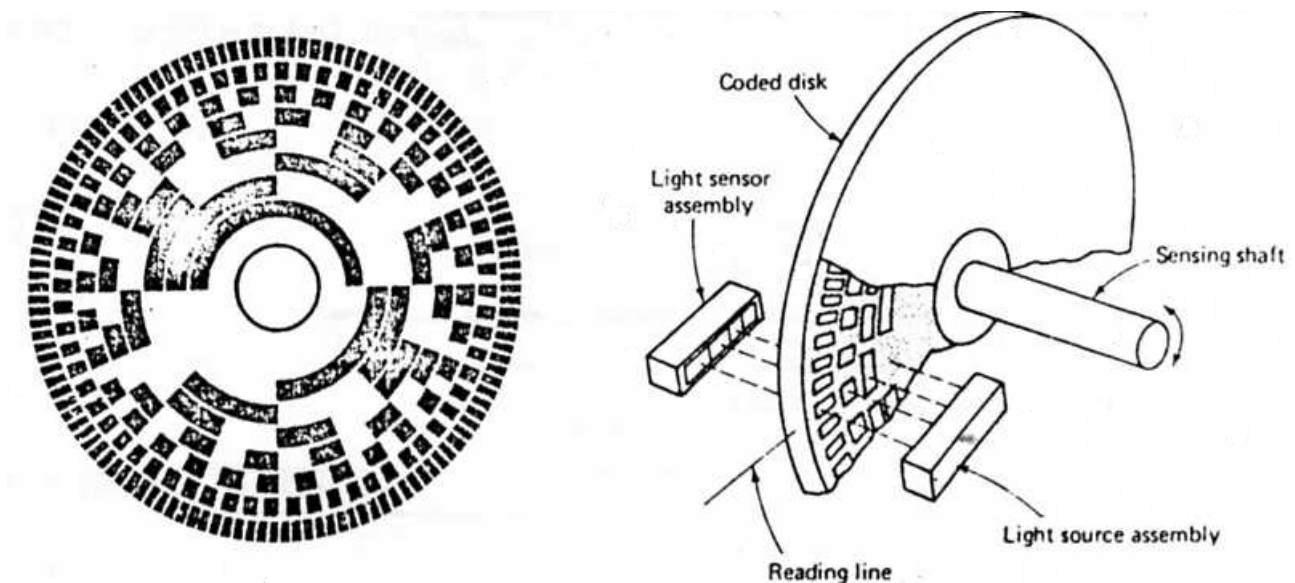


Figura 2.5 – Encoder ótico absoluto.

Existem vários códigos alternativos que podem ser utilizados para gerar os padrões das trilhas do encoders óticos absolutos. A tabela 2.1 mostra três dos códigos mais utilizados (4 bit):

	código binário	código "BCD"		código "Gray"
0	0000	0000	0000	0000
1	0001	0000	0001	0001
2	0010	0000	0010	0011
3	0011	0000	0011	0010
4	0100	0000	0100	0110
5	0101	0000	0101	0111
6	0110	0000	0110	0101
7	0111	0000	0111	0100
8	1000	0000	1000	1100
9	1001	0000	1001	1101
10	1010	0001	0000	1111
11	1011	0001	0001	1110
12	1100	0001	0010	1010
13	1101	0001	0011	1011
14	1110	0001	0100	1001
15	1111	0001	0101	1000

Tabela 2.1 – Exemplos de códigos utilizados em encoders.

Os quadrados escuros representam o "0" lógico e os quadrados claros o "1" lógico. O código "BCD" (binary-coded-decimal) é formado pela combinação do sistema binário e da numeração decimal usual, por exemplo, o número 15 é representado por 0001 (um na casa das dezenas) e 0101 (cinco na casa das unidades), onde a casa das dezenas se posiciona a esquerda da casa das unidades. O código "Gray" muda apenas um bit entre números consecutivos, sendo que LSB muda apenas de dois em dois números. Estas características reduzem ambigüidades de leitura o que permite um arranjo mais compacto das regiões claras e escuras.

Normalmente os encoders óticos incrementais (lineares ou angulares) têm duas saídas digitais, canais **A** e **B**, que estão defasadas de 90° entre si, como mostrado na Figura 2.6. Este fato utilizado para a determinação do sentido do movimento, através da determinação de que canal o pulso chega primeiro. Pode existir, ainda, uma terceira saída denominada de referência (canal **0**), que nos encoders angulares envia um pulso a cada volta.

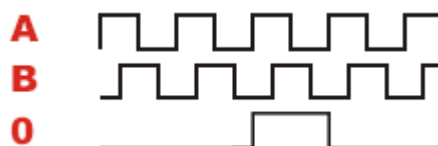


Figura 2.6 – Encoder ótico incremental – Canais A, B e 0.

Capítulo 3 - Sensores de Deformação

Neste capítulo é descrito o princípio de funcionamento de sensores de deformação, como o “strain gage”.

3.1 – Princípio Físico

Uma barra de seção circular de diâmetro D e comprimento L é submetida ao esforço de tração, como mostrado na Figura 3.1. O seu comprimento aumenta de ΔL e o seu diâmetro diminui de ΔD .

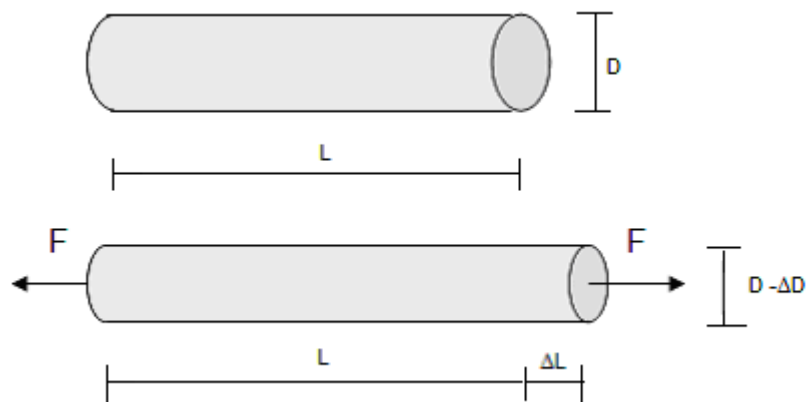


Figura 3.1 – Princípio Físico.

As expressões (3.1) e (3.2) descrevem este comportamento:

$$\varepsilon = \frac{\Delta L}{L} \quad (3.1)$$

$$\varepsilon_T = -\frac{\Delta D}{D} \quad (3.2)$$

onde,

ε = deformação longitudinal,

ε_T = deformação transversal.

Pode-se, ainda relacionar (3.1) com (3.2):

$$\nu = -\frac{\varepsilon_T}{\varepsilon} \quad (3.3)$$

onde,

ν = coeficiente de Poisson (em torno de 0,3 para aços).

3.2 - Extensômetros Elétricos - “Strain Gages”

Dentre os sensores de deformação disponíveis, os mais utilizados são os extensômetros elétricos “strain gages”. São resistores de precisão cuja resistência varia diretamente com a deformação a que são submetidos (são colados diretamente sobre a região submetida à deformação).

O “strain gage” é composto de um “grid” metálico depositado sobre uma base, como mostrado na Figura 3.2:

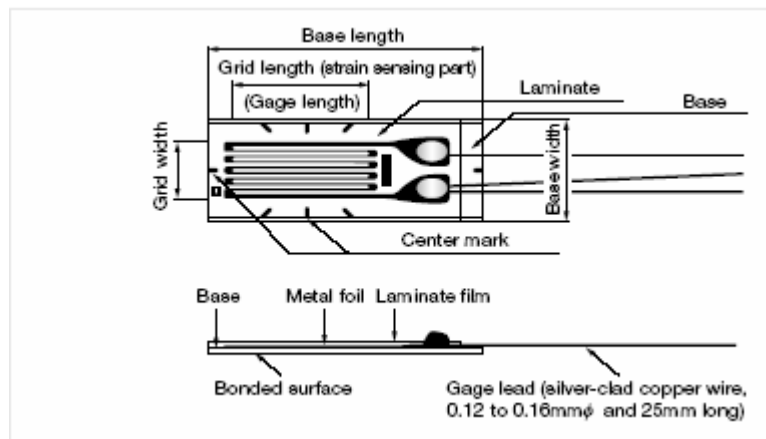


Figura 3.2 – Exemplo de “Strain gage” uniaxial.

Em poucas palavras, pode-se descrever o seu princípio de funcionamento como: a deformação da peça onde o “strain gage” está colado causa uma variação ΔL do seu comprimento inicial L . Isto ocasiona uma variação de resistência ΔR da resistência inicial R do “strain gage”. A expressão do “gage factor” reflete esta relação:

$$GF = \frac{\Delta R / R}{\Delta L / L} \quad (3.4)$$

Substituindo-se (3.1) em (3.4), obtém-se (3.5) que relaciona a variação de resistência do “strain gage” ΔR com a deformação aplicada ε :

$$\varepsilon = \frac{1}{R \cdot GF} \Delta R \quad (3.5)$$

Exemplo 3.1:

Pede-se para determinar a deformação ε , de um “strain gage” ($R = 120 \, \Omega$ e $GF = 2$) colado na superfície de uma barra de aço submetida a esforço trativo. Sabe-se que sua variação de resistência foi de $\Delta R = 0,12 \, \Omega$.

$$\varepsilon = \frac{1}{120 \cdot 2} 0,12$$

$$\varepsilon = 500 \, \mu\text{m/m}$$

3.3 – Tipos de “Strain Gages”

Existem vários tipos de “strain gages”. A Figura 3.3 mostra alguns destes tipos:



Figura 3.3 – Tipos de “strain gages”.

3.4 – Ponte de Wheatstone

Ao se impor uma corrente i entre os terminais do “strain gage” a variação de resistência ΔR determina uma queda de tensão ΔV . Este valor é somado ao valor da queda de tensão na resistência R do “strain gage” ΔV_R . Como a ordem de grandeza de ΔV é muito menor que a de ΔV_R é necessário separar ΔV de ΔV_R . Uma forma usual de se fazer isto é através utilização da ponte de Wheatstone.

A Figura 3.4 mostra a configuração de ponte de Wheatstone de $\frac{1}{4}$ de ponte e dois fios. O seu princípio de funcionamento é bastante simples. Constitui-se de dois divisores de tensão em paralelo. Apenas na posição 1 existe um “strain gage” que varia a sua resistência ao ter o seu comprimento modificado. Os três componentes adicionais marcados com R são resistores de precisão usados para completar a ponte de Wheatstone e são localizados fisicamente no condicionador de sinais.

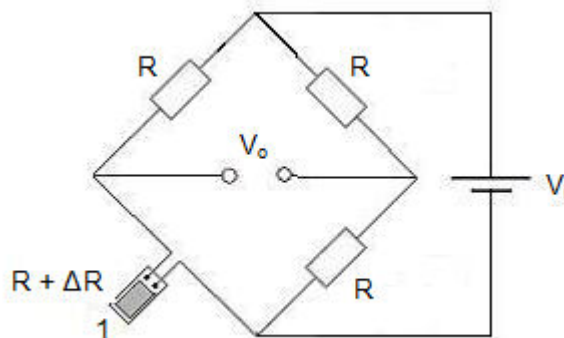


Figura 3.4 – Ponte de Wheatstone – $\frac{1}{4}$ de ponte de dois fios.

A relação da saída diferencial de tensão V_o e a tensão de excitação V_i para a Figura 3.4 é:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R + \Delta R + 2R_l}{2R + \Delta R + 2R_l} - \frac{R}{2R} \quad (3.6)$$

Onde R_l é a resistência dos fios que ligam os terminais do “strain gage” à ponte de Wheatstone. Ao se aplicar (3.5) em (3.6), após algum algebrismo, gera-se a expressão para V_o/V_i em ¼ de ponte de dois fios:

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{GF \varepsilon}{4} + \frac{R_l}{2R} \right) \left[\frac{1}{1 + \frac{GF \varepsilon}{2} + \frac{R_l}{R}} \right] \quad (3.7)$$

Sabendo-se que GF tem usualmente um valor em torno de 2, e se R_l for muito menor que R e que ε tem valores máximos em torno de centésimos, pode-se verificar que o termo dentro dos colchetes tende a 1, mas o termo entre parênteses é afetado pela existência de R_l . Se $R_l \ll R$, então é possível aproximar (3.7) por:

$$\frac{V_o}{V_i} \approx \left(\frac{GF}{4} \right) \varepsilon \quad (3.8)$$

Dependendo da aplicação, além da configuração de ¼ de ponte, pode-se se utilizar configurações de ponte de Wheatstone com dois ou quatro “strain gages”, chamadas, respectivamente, de ½ ponte e de ponte completa, como mostrado esquematicamente na Figura 3.5.

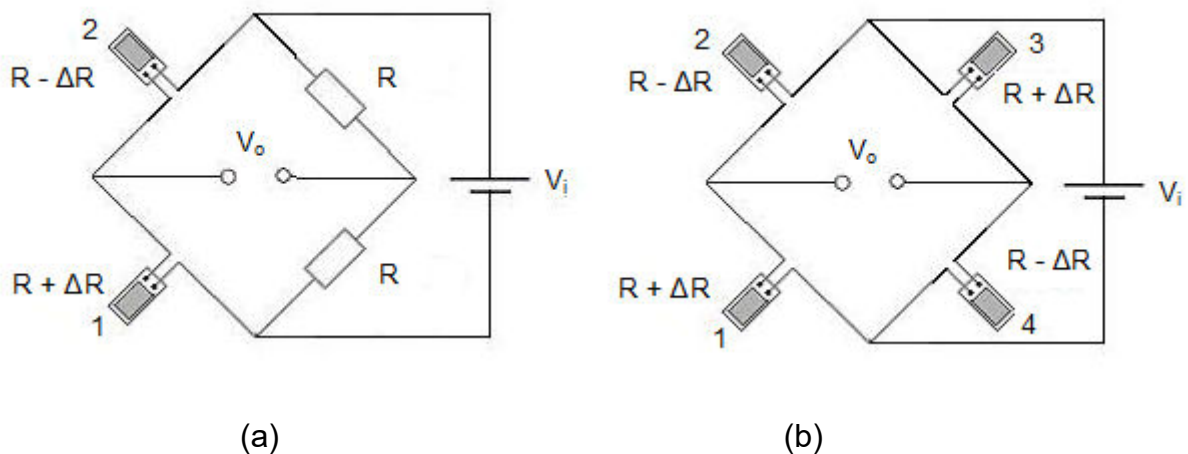


Figura 3.5 – Pontes de Wheatstone: (a) ½ ponte e (b) de ponte completa.

Pode-se utilizar dois “strain gages”, em uma configuração chamada de 1/2 ponte, como mostrado na Figura 3.5.a:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R + \Delta R + 2R_l}{2R + 4R_l} - \frac{R}{2R} \quad (3.9)$$

Ao se aplicar a (3.5) em (3.9), após algum algebrismo, gera-se a expressão para V_o/V_i em 1/2 de ponte:

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{GF\varepsilon}{2} \right) \left[\frac{1}{1 + \frac{2R_l}{R}} \right] \quad (3.10)$$

Note que apenas o termo entre colchetes, de (3.10) é afetado pela resistência do fio R_l , e como $R_l \ll R$, pode-se aproximar (3.10) para:

$$\frac{V_o}{V_i} \approx \left(\frac{GF}{2} \right) \varepsilon \quad (3.11)$$

Para o caso da utilização de quatro “strain gages” na configuração de ponte completa, como mostrado na Figura 3.5b, tem-se:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R + \Delta R + 2R_l}{2R + 4R_l} - \frac{R - \Delta R + 2R_l}{2R + 4R_l} \quad (3.12)$$

Ao se aplicar a (3.5) em (3.12), após algum algebrismo, gera-se a expressão para V_o/V_i em ponte completa:

$$\frac{V_o}{V_i} = GF\varepsilon \left[\frac{1}{1 + \frac{2R_l}{R}} \right] \quad (3.13)$$

Note que apenas o termo entre colchetes, de (3.13) é afetado pela resistência do fio R_l , e como $R_l \ll R$, pode-se aproximar (3.13) para:

$$\frac{V_o}{V_i} \approx GF\varepsilon \quad (3.14)$$

Algumas considerações adicionais podem ser feitas sobre pontes de Wheatstone:

A Figura 3.6 mostra a configuração de ¼ de ponte de três fios.

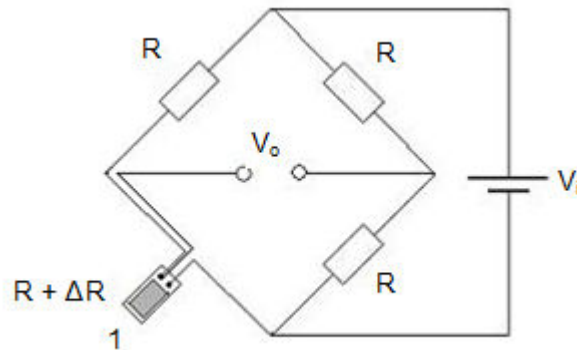


Figura 3.6 – Ponte de Wheatstone – ¼ de ponte de três fios.

Para tornar a medição de ¼ de ponte de Wheatstone praticamente insensível ao comprimento físico dos cabos utilizados para a medição, o arranjo de três fios para ¼ de ponte de Wheatstone é utilizado:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R + \Delta R + 2R_l}{2R + \Delta R + 4R_l} - \frac{R}{R + R} \quad (3.15)$$

Ao se aplicar a (3.5) em (3.15) gera a expressão para V_o/V_i em ¼ de ponte de Wheatstone em configuração de três fios:

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{GF \varepsilon}{4} \right) \left[\frac{1}{1 + \frac{GF \varepsilon}{2} + \frac{R_l}{2R}} \right] \quad (3.16)$$

Pode-se verificar que o termo dentro dos colchetes continua tendendo a 1 enquanto o termo entre parênteses não é mais afetado por R_l (compare com (3.7) para ¼ de ponte de dois fios). É usual trabalhar com uma aproximação da expressão (3.16):

$$\frac{V_o}{V_i} \approx \left(\frac{GF}{4} \right) \varepsilon \quad (3.8)$$

Note que (3.16) é muito mais próxima de (3.8) do que (3.7), fazendo que a configuração de ¼ de ponte de 3 fios seja mais utilizada na prática.

A Figura 3.7 mostra uma ponte de “Wheatstone” com duas funções adicionais: “Offset-Nulling circuit” (balanceador inicial da ponte) e “Shunt Calibration circuit” (simulador de deformação):

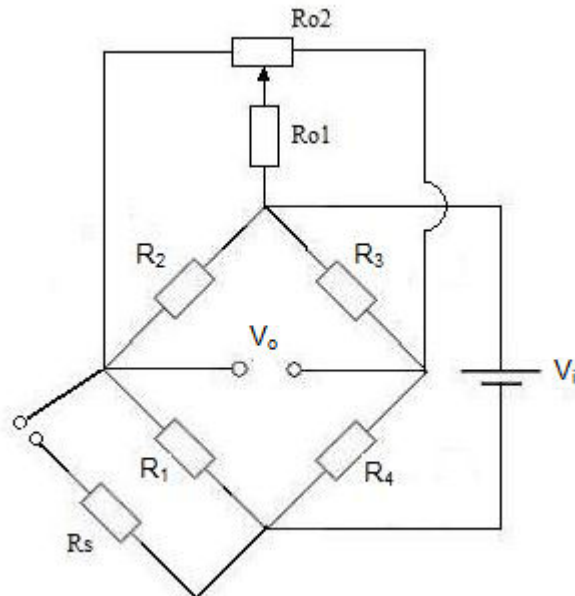


Figura 3.7 – Ponte de Wheatstone com “Offset-Nulling circuit” e “Shunt Calibration circuit”.

Se $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$, então $V_o = 0$, ou seja, quando a ponte está balanceada (as quatro resistências têm o mesmo valor) a tensão de saída é nula. O “Offset-Nulling circuit” é utilizado na preparação da ponte de “Wheatstone” para realizar leituras de “strain gages”. Com todos os “strain gages” na condição de repouso o potenciômetro é ajustado de forma a alcançar o balanceamento inicial da ponte (fazer V_o ser igual a zero).

O “Shunt Calibration circuit” nada mais é que uma resistência de valor alto que ao ser conectada a um dos braços da ponte de “Wheatstone” (inicialmente equilibrada, com os “strain gages” em repouso) gera uma tensão de saída V_o conhecida. Este valor serve como referência para verificação do funcionamento do equipamento de leitura de “strain gages”.

Capítulo 4 - Transdutores Extensométricos

4.1 - Introdução

Diferentes de transdutores utilizam extensômetros elétricos “strain gages” como elemento sensor de deformação.

Para medição de forças, pesos (balanças eletrônicas), utilizam-se células de carga “load cell”, que são fabricadas em diversas configurações e capacidades (desde 1 kgf até 500 tf). Outras grandezas físicas são usualmente medidas por transdutores extensométricos tais como: torque, pressão e aceleração.

4.2 - Células de carga “Load Cells”

Na Figura 4.1 são mostrados alguns tipos de células de carga:

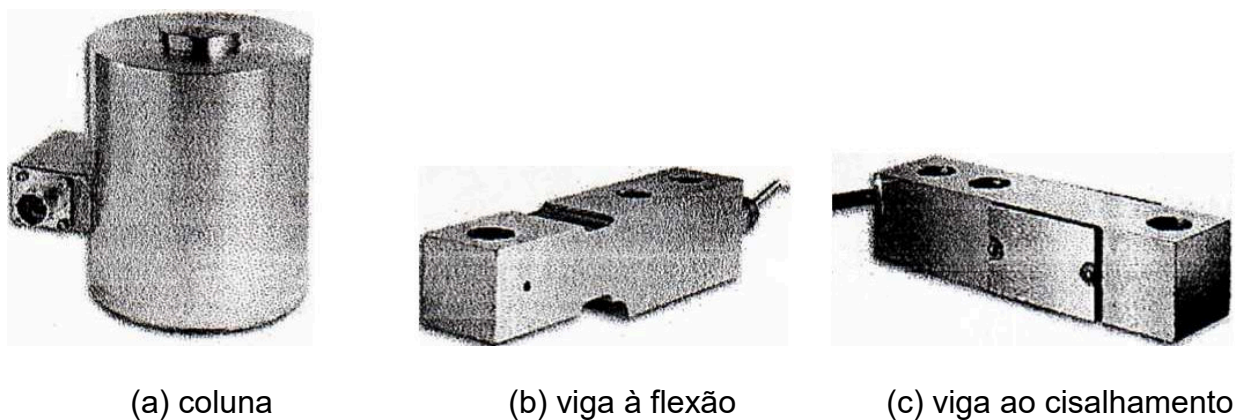


Figura 4.1 - Exemplos de células de carga.

4.2.1 - Células de carga tipo coluna

A Figura 4.2 mostra um exemplo bem simples de célula de carga tipo coluna, de seção tubular (diâmetro menor d e diâmetro maior D), comprimida axialmente por uma força F , que provoca deformações longitudinais ε compressivas (posição 2) e deformações transversais ε_T trativas (posição 1):

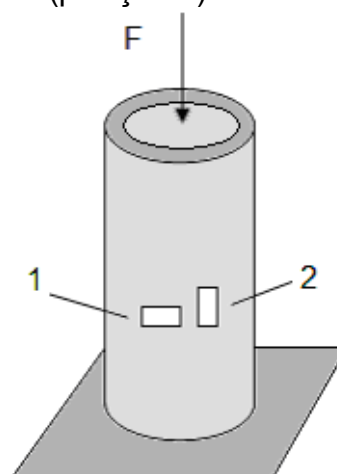


Figura 4.2 – Modelo de uma célula de carga tipo coluna.

Pode-se calcular a deformação longitudinal ε em função da força F aplicada.

$$\sigma = E \cdot \varepsilon \quad (\text{Lei de Hooke}) \quad (4.1)$$

$$\varepsilon = \frac{\sigma}{E} \quad (4.2)$$

Mas,

$$\sigma = -\frac{F}{A} \quad (4.3)$$

Donde,

$$\varepsilon = -\frac{F}{A \cdot E} \quad (4.4)$$

$$A = \left(\frac{\pi \cdot D^2}{4} \right) - \left(\frac{\pi \cdot d^2}{4} \right) = \frac{\pi \cdot (D^2 - d^2)}{4} \quad (4.5)$$

Subst. (4.5) em (4.4), tem-se:

$$\varepsilon = -\frac{F}{\left(\frac{\pi \cdot (D^2 - d^2)}{4} \right) \cdot E} = -\left(\frac{4}{\pi \cdot E \cdot (D^2 - d^2)} \right) \cdot F \quad (4.6)$$

Uma adaptação da configuração de 1/2 ponte (item 3.4) é vista na Figura 4.3 :

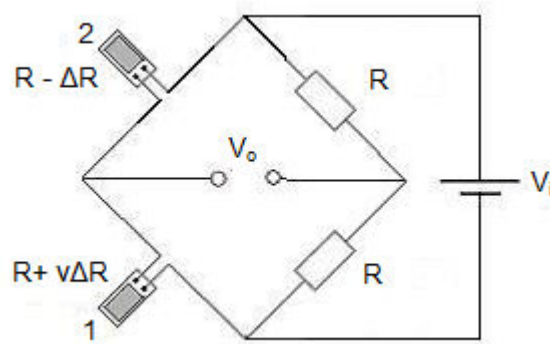


Figura 4.3 – 1/2 ponte de Wheatstone para o modelo da Fig. 4.2.

$$V_0 = \left[\frac{R + v \cdot \Delta R}{R + v \cdot \Delta R + R - \Delta R} - \frac{R}{R + R} \right] \cdot V_i$$

$$V_0 = \left[\frac{R + v \cdot \Delta R}{2 \cdot R + \Delta R \cdot (v - 1)} - \frac{R}{2 \cdot R} \right] \cdot V_i$$

$$V_0 = \left[\frac{R + v \cdot \Delta R}{2 \cdot R + \Delta R \cdot (v-1)} - \frac{1}{2} \right] \cdot V_i$$

$$V_0 = \left[\frac{2 \cdot R + 2 \cdot v \cdot \Delta R - 2 \cdot R - \Delta R \cdot (v-1)}{4 \cdot R + 2 \cdot \Delta R \cdot (v-1)} \right] \cdot V_i$$

$$V_0 = \left[\frac{\Delta R + v \cdot \Delta R}{4 \cdot R + 2 \cdot \Delta R \cdot (v-1)} \right] \cdot V_i$$

Mas:

$$\varepsilon = \frac{1}{R \cdot GF} \Delta R \quad (3.5)$$

$$V_0 = \left[\frac{GF \cdot \varepsilon \cdot R + v \cdot GF \cdot \varepsilon \cdot R}{4 \cdot R + 2 \cdot GF \cdot \varepsilon \cdot R \cdot (v-1)} \right] \cdot V_i$$

$$V_0 = \left[\frac{GF \cdot \varepsilon \cdot R \cdot (v+1)}{4 \cdot R + 2 \cdot GF \cdot \varepsilon \cdot R \cdot (v-1)} \right] \cdot V_i$$

$$V_0 = \left[\frac{GF \cdot \varepsilon \cdot (v+1)}{4 + 2 \cdot GF \cdot \varepsilon \cdot (v-1)} \right] \cdot V_i$$

$$V_0 = \frac{GF \cdot \varepsilon \cdot (v+1)}{4} \cdot \left[\frac{1}{1 + \frac{GF \cdot \varepsilon \cdot (v-1)}{2}} \right] \cdot V_i$$

$$V_0 \approx \frac{GF \cdot (v+1)}{4} \cdot \varepsilon \cdot V_i \quad (4.7)$$

Subst. (4.6) em (4.7), tem-se V_0 em função de F :

$$V_0 \approx \frac{GF \cdot (v+1)}{4} \cdot \left(-\frac{4 \cdot F}{\pi \cdot E \cdot (D^2 - d^2)} \right) \cdot V_i \quad \Rightarrow \quad \frac{V_0}{V_i} \approx -\left(\frac{GF \cdot (1+v)}{\pi \cdot E \cdot (D^2 - d^2)} \right) \cdot F$$

$$F \approx \left(\frac{\pi \cdot E \cdot (D^2 - d^2)}{GF \cdot (1 + \mu)} \right) \cdot \frac{V_0}{V_i} \quad (4.8)$$

4.2.2 - Células de carga tipo viga à flexão

Um exemplo simples de uma célula de carga tipo viga à flexão é constituído de uma barra de seção transversal retangular ($b \times h$), engastada em uma das extremidades e submetida a uma carga transversal F na outra extremidade, com distância L entre a aplicação de F e o centro dos “strain gages”.

Este carregamento provoca deformações longitudinais ε trativas ou compressivas conforme a posição do ponto considerado em relação a linha neutra (situada a meia altura h), como mostra a Figura 4.4:

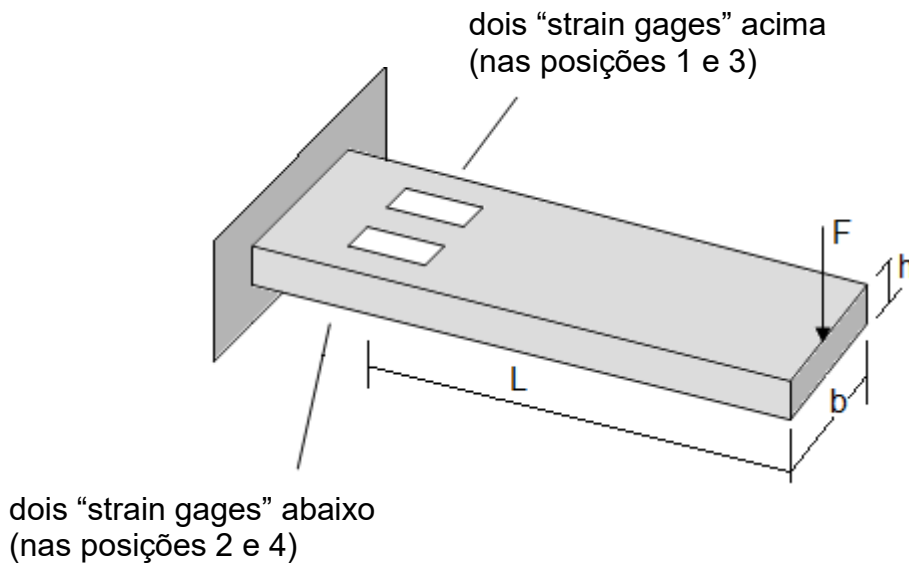


Figura 4.4 – Modelo de uma célula de carga tipo viga à flexão.

A deformação longitudinal ε da barra da Fig. 4.4, na seção onde os “strain gages” estão colados, é calculada à seguir:

$$\sigma = -\frac{M \cdot c}{I} \quad (\text{fórmula da tensão normal de flexão}) \quad (4.9)$$

$$c = \frac{h}{2} \quad (\text{para os “strain gages 1 e 3 – trativos}) \quad (4.10)$$

$$I = \frac{b \cdot h^3}{12} \quad (4.11)$$

onde,

- c = distância da linha neutra a superfície da barra,
- I = momento de inércia,
- M = momento na seção considerada.

Subst. (4.10) e (4.11) em (4.9), tem-se:

$$\sigma = -\frac{M \cdot \left(\frac{h}{2}\right)}{b \cdot h^3}$$

$$\sigma = -\frac{6 \cdot M}{b \cdot h^2}$$

(4.12)

A força \underline{F} provoca o seguinte momento \underline{M} no centro dos “strain gages”:

$$M = -L \cdot F$$

(4.13)

$$\sigma = \frac{6 \cdot L \cdot F}{b \cdot h^2}$$

(4.14)

Subst. (4.14) em (4.2), tem-se:

$$\varepsilon = \left(\frac{6 \cdot L}{b \cdot h^2 \cdot E}\right) \cdot F$$

(4.15)

OBS: Para os “strain gages” colados na parte de cima da barra a deformação longitudinal ε é trativa, conforme a expressão (4.15), para os “strain gages” colados na parte de baixo da barra a deformação longitudinal ε é compressiva, expressão (4.15) apresentaria um sinal negativo.

Pode-se utilizar a expressão (3.14), de ponte completa, para ligar os quatro “strain gages” em ponte de “Wheatstone”, como mostrado na Figura 4.5:

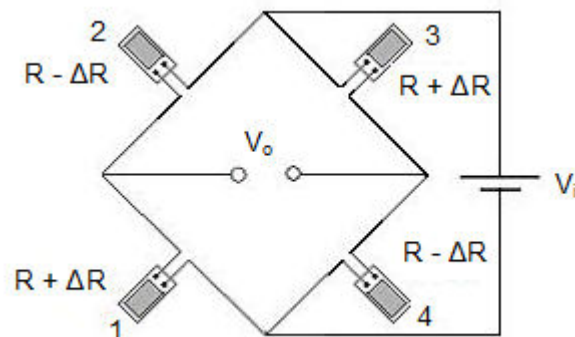


Figura 4.5 – Ponte completa de Wheatstone para o modelo da Fig. 4.4.

$$\frac{V_o}{V_i} \approx GF\varepsilon \quad (3.14)$$

Subst. (4.15) em (3.14), tem-se:

$$\frac{V_o}{V_i} \approx GF \cdot \left(\frac{6 \cdot F \cdot L}{b \cdot h^2 \cdot E} \right) \quad \Rightarrow \quad \frac{V_o}{V_i} \approx \left(\frac{6 \cdot GF \cdot L}{b \cdot h^2 \cdot E} \right) \cdot F$$

$$F \approx \left(\frac{b \cdot h^2 \cdot E}{6 \cdot GF \cdot L} \right) \cdot \frac{V_o}{V_i} \quad (4.16)$$

4.2.3 - Células de carga tipo viga ao cisalhamento

Uma barra engastada em uma das extremidades e submetida a uma carga transversal F na outra extremidade, de seção transversal retangular ($b \times h$), os “strain gages” posicionados na linha neutra (dois de cada lado da barra angulados de 45° e 135° em relação a horizontal) são submetidos a deformações ε (duas trativas e duas compressivas), conforme a Figura 4.6:

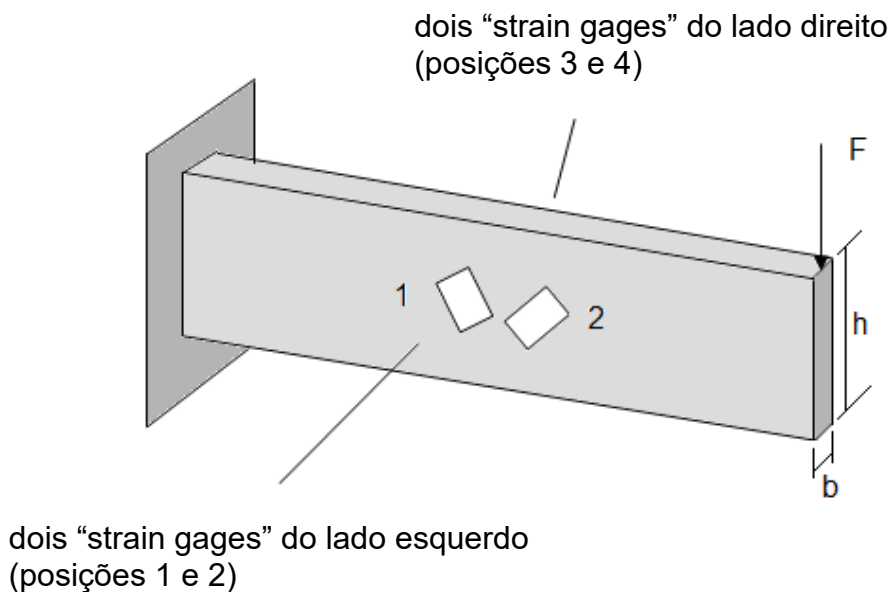


Figura 4.6 – Modelo de uma célula de carga tipo viga ao cisalhamento.

Sabe-se que a tensão de cisalhamento causada por uma carga transversal é máxima na linha neutra e pode ser determinada através da seguinte expressão:

$$\tau = \frac{V \cdot Q}{I \cdot t} \quad (4.17)$$

$$V = F \quad (i)$$

$$t = b \quad (ii)$$

$$Q = \frac{b \cdot h^2}{8} \quad (4.18)$$

$$I = \frac{b \cdot h^3}{12} \quad (4.11)$$

Onde,

Q = momento estático na linha neutra,
t = largura da seção transversal,
V = força cortante.

Subst. (i), (ii), (4.11) e (4.18) em (4.17), tem-se:

$$\tau = \frac{3}{2} \cdot \frac{F}{b \cdot h} \quad (4.19)$$

Utilizando-se o Círculo de Mohr para o estado plano de tensões, tem-se que o valor das tensões trativas e compressivas, respectivamente a 135° e a 45° com a horizontal, têm o módulo igual ao valor da tensão de cisalhamento obtido na expressão (4.19). Portanto:

$$\sigma = \frac{3}{2} \cdot \frac{F}{b \cdot h} \quad (4.20)$$

Subst. (4.20) em (4.2), tem-se:

$$\varepsilon = \frac{3}{2 \cdot b \cdot h \cdot E} \cdot F \quad (4.21)$$

Pode-se utilizar a expressão (3.14), de para ponte completa, para ligar os quatro “strain gages” em ponte de “Wheatstone”, conforme a Fig. 4.7:

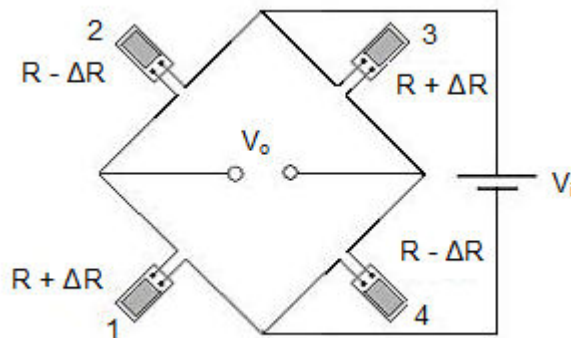


Figura 4.7 – Ponte completa de Wheatstone para o modelo da Figura 4.6.

$$\frac{V_o}{V_i} \approx GF\varepsilon \quad (3.14)$$

Subst. (4.21) em (3.14), tem-se:

$$\frac{V_0}{V_i} \approx GF \cdot \left(\frac{3 \cdot F}{2 \cdot b \cdot h \cdot E} \right) \quad \Rightarrow \quad \frac{V_0}{V_i} \approx \left(\frac{3}{2} \cdot \frac{GF}{b \cdot h \cdot E} \right) \cdot F$$

$$F \approx \left(\frac{2}{3} \cdot \frac{b \cdot h \cdot E}{GF} \right) \cdot \frac{V_0}{V_i} \quad (4.22)$$

1º OBS:

As células de carga são ligadas ao sistema de aquisição de dados através de no mínimo 4 fios. Dois fios são responsáveis pela conexão da fonte de tensão de excitação ao transdutor, se conectam entre as posições 2 e 3 e as posições 1 e 4 da ponte de "Wheatstone" (vide, por exemplo, a Figura 4.7) e os outros dois fios, conectados entre as posições 1 e 2 e as posições 3 e 4, são responsáveis pela condução do sinal analógico V_0 ao sistema de aquisição de dados.

2º OBS:

A saída típica de células de carga é de 2 mV / V ou 3 mV / V (dois ou três milivolts para cada 1 V disponível na excitação para a célula de carga no F.E.). Por exemplo, para uma célula de carga de 2 mV / V , F.E. = 100 kgf e $V_i = 10$ V (tensão de excitação típica) para um carregamento de 100 kgf tem-se $V_0 = 20$ mV e para um carregamento de 50 kgf tem-se $V_0 = 10$ mV.

3º OBS:

Pode-se citar alguns materiais típicos para a construção de células de carga como o alumínio, aço ou aço inox. As células de carga são protegidas, na região onde estão colados os "strain gages" contra poeira e umidade.

4.3 - Transdutores de Torque

Na Fig. 4.8 são mostrados alguns tipos de transdutores de torque:

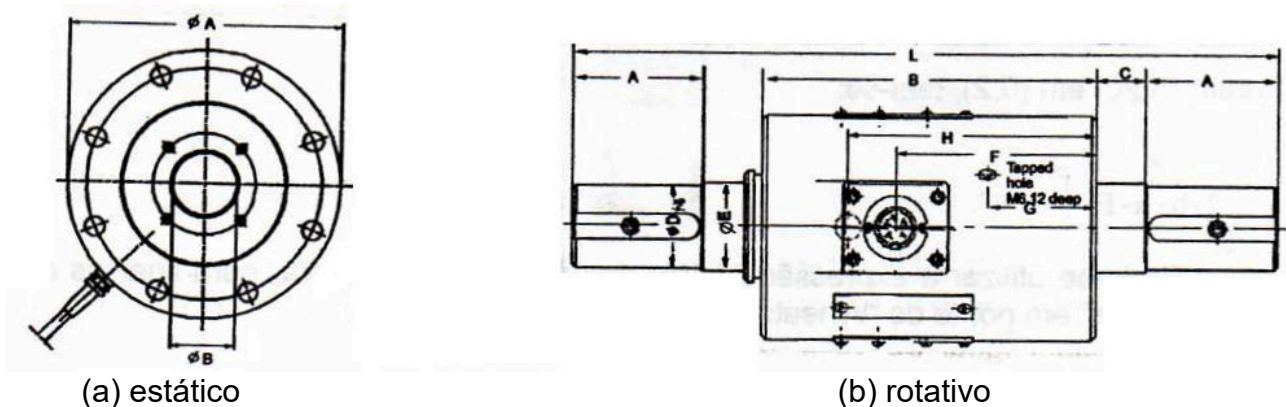


Figura 4.8 – Exemplos de transdutores de torque.

4.3.1 – Transdutores estáticos de torque

Uma barra de seção tubular (diâmetro menor d e diâmetro maior D) engastada em uma das extremidades e submetida ao torque T na outra extremidade, é mostrada esquematicamente na Fig. 4.9:

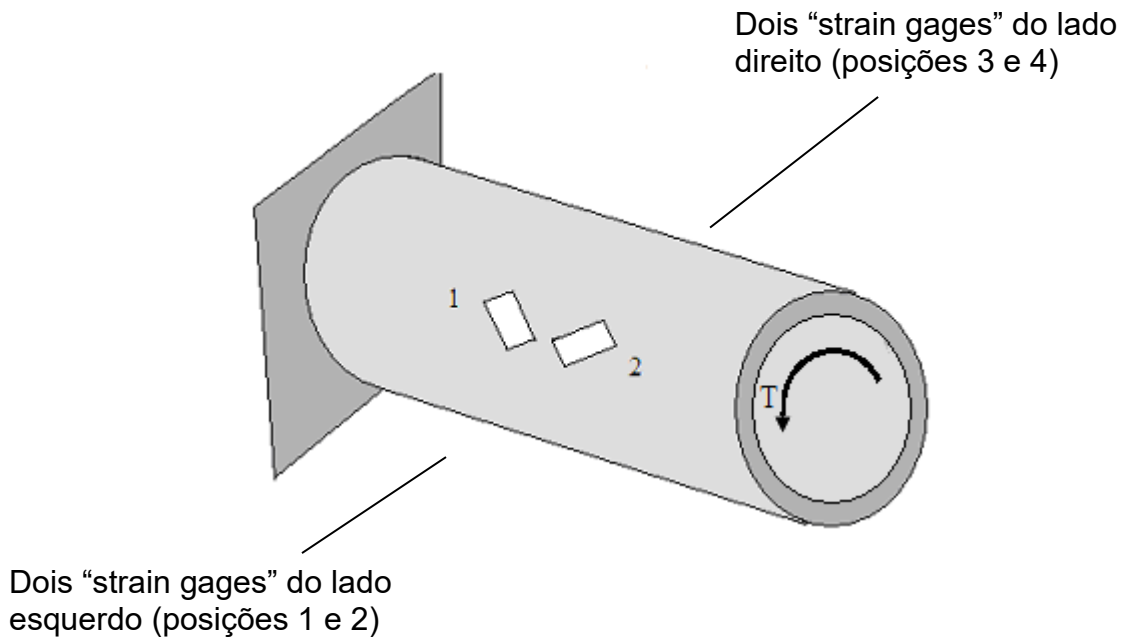


Figura 4.9 – Modelo de um transdutor de torque.

$$\tau = \frac{T \cdot c}{J} \quad (\text{fórmula de tensão cisalhante de torção}) \quad (4.23)$$

$$c = \frac{D}{2} \quad (4.24)$$

$$J = \frac{\pi \cdot (D^4 - d^4)}{32} \quad (4.25)$$

onde,

c = distância da linha neutra à superfície da barra de seção tubular,

d = diâmetro interno,

D = diâmetro externo,

J = momento polar de inércia,

T = torque

Subst. (4.24) e (4.25) em (4.23), tem-se:

$$\tau = \frac{T \cdot \frac{D}{2}}{\frac{\pi \cdot (D^4 - d^4)}{32}} = \frac{16 \cdot D \cdot T}{\pi \cdot (D^4 - d^4)} \quad (4.26)$$

Utilizando-se o Círculo de Mohr para o estado plano de tensões, tem-se que o valor das tensões trativas e compressivas, respectivamente a 135° e a 45° com a horizontal, têm o módulo igual ao valor da tensão de cisalhamento obtido em (4.26):

$$\sigma = \frac{16 \cdot D \cdot T}{\pi \cdot (D^4 - d^4)} \quad (4.27)$$

Subst. (4.27) em (4.2), tem-se:

$$\varepsilon = \left(\frac{16 \cdot D}{\pi \cdot (D^4 - d^4) \cdot E} \right) \cdot T \quad (4.28)$$

Pode-se utilizar a expressão (3.14), de para ponte completa, para ligar os quatro “strain gages” em ponte de “Wheatstone”, conforme mostra a Figura 4.10:

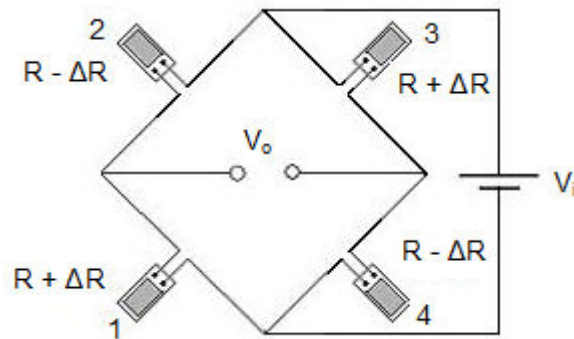


Figura 4.10 – Ponte completa de Wheatstone para o modelo da Fig. 4.9.

$$\frac{V_o}{V_i} \approx GF \varepsilon \quad (3.14)$$

Subst. (4.28) em (3.14), tem-se:

$$\frac{V_o}{V_i} \approx GF \cdot \left(\frac{16 \cdot D \cdot T}{\pi \cdot (D^4 - d^4) \cdot E} \right) \quad \Rightarrow \quad \frac{V_o}{V_i} \approx \left(\frac{16 \cdot D \cdot GF}{\pi \cdot (D^4 - d^4) \cdot E} \right) \cdot T$$

$$T \approx \left(\frac{\pi \cdot (D^4 - d^4) \cdot E}{16 \cdot D \cdot GF} \right) \cdot \frac{V_o}{V_i} \quad (4.29)$$

4.3.2 – Transdutores rotativos de torque

Os transdutores rotativos de torque são acoplados a eixos girantes (ao contrário dos transdutores estáticos de torque que trabalham engastados a estruturas de reação). Portanto para disponibilizar o sinal de saída V_o (modelado pela expressão 4.29) obtido dos “strain gages” colados à superfície girante do transdutor ao sistema de aquisição de dados, há necessidade da utilização de anéis e escovas (sistema mecânico) ou algum sistema de telemetria.

4.4 - Transdutores de Pressão

Na Figura 4.11 é mostrado um transdutor de pressão extensométrico:



Figura 4.11 – Exemplo de transdutor de pressão.

Estes transdutores utilizam membranas metálicas instrumentadas com “strain gages” como elemento sensor, como mostrado na Figura 4.12:

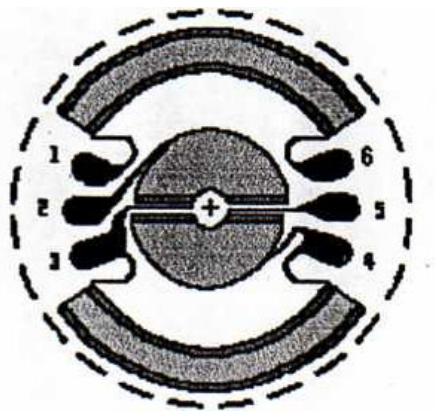


Figura 4.12 – Exemplo de elemento sensor de um transdutor de pressão.

Os “strain gages” colados à membrana, dois à tração (os mais internos) e dois à compressão (os mais externos) são ligados em forma de ponte completa de “Wheatstone”, conforme visto no item 3.4, onde a tensão de saída V_0 é diretamente proporcional a pressão exercida sobre a membrana (desde que o deslocamento da membrana seja relativamente pequeno).

Os transdutores de pressão podem ser simples (medem a pressão de um lado da membrana) ou diferenciais (medem a diferença de pressão entre os dois lados da membrana). Aqueles que possuem, junto ao transdutor, condicionamento de sinais são chamados de transmissores (p. ex. com saída de 4 a 20 mA).

1º OBS:

São normalmente fabricados de aço inox (corpo e membrana), possuem uma das extremidades roscadas para adaptação direta ao local de medição de pressão e a outra com conector elétrico. O fundo de escala (F.E.) varia desde de poucas atmosferas até centenas de atmosferas e a faixa de sinal de saída (em tensão ou corrente) pode ser normalmente escolhida.

Capítulo 5 - Sensores de Temperatura

5.1 - Introdução

Existem vários tipos de sensores de temperatura que podem ser ligados a sistemas de aquisição de dados. Sensores baseados no efeito termoelétrico, como os termopares e sensores resistivos como os “RTD” e os termistores.

5.2 - Termopares “Thermocouple”

O princípio de funcionamento dos termopares é baseado no Efeito Seebeck, onde uma diferença de potencial se estabelece (e conseqüentemente uma corrente flui) quando dois fios de materiais dissimilares são unidos pelas extremidades (com temperaturas distintas) como mostra esquematicamente a Fig. 5.1:

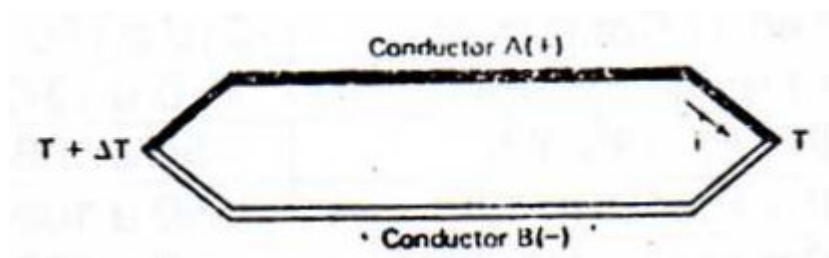


Figura 5.1 – Desenho esquemático do Efeito “Seebeck”.

Dois outros efeitos ocorrem simultaneamente ao Efeito Seebeck em função do sentido da corrente gerado: o esfriamento ou o aquecimento da junta (efeito Peltier) ou o mesmo efeito ao longo dos fios (efeito Thomson). A extremidade que entra em contato com a temperatura a ser medida se chama junta sensora e a outra extremidade, com ambos os fios a mesma temperatura, é chamada de junta de referência (Fig. 5.2).

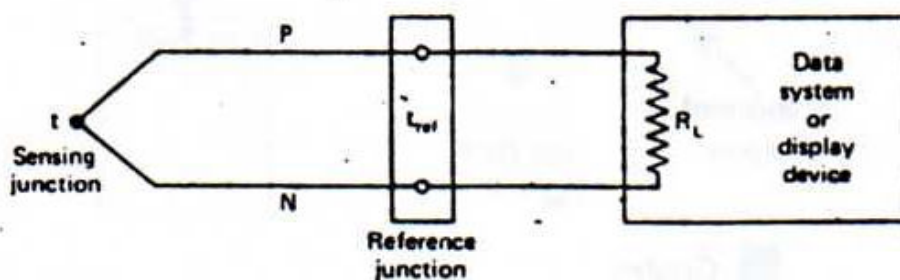


Figura 5.2 – Desenho esquemático de ligação de um termopar.

O sinal medido na resistência de carga R_L é função da diferença dos potenciais termoelétricos “thermal emf” dos fios de dois materiais diferentes que compõem o termopar. Um dos fios é utilizado um material que aumenta o potencial termoelétrico com a temperatura (chamado de P) e no outro fio é utilizado outro material que diminui o potencial termoelétrico com a temperatura (chamado de N). A Tabela 5.1 mostra, na área cinza, o potencial termoelétrico de alguns materiais, em mV, em relação à platina:

	Temperatura da junção, t (°C)				
	-200	0	+200	+500	+1000
Alumel	+2,39	0	-2,17	-4,43	-8,78
Chromel	-3,36	0	+5,96	+16,21	+32,47
Cobre	-0,19	0	+1,83	+6,41	+18,16
Constantan	+5,35	0	-7,45	-20,79	-43,85
Ferro	-2,92	0	+3,54	+6,79	+14,28
Pt -10% Rh		0	+1,44	+4,23	+9,58
Pt -13% Rh		0	+1,47	+4,47	+10,50

Tabela 5.1 – Exemplos de materiais utilizados em termopares (valores em mV).

A tabela 5.2 mostra a denominação ANSI de alguns termopares bem como a faixa de utilização destes:

denominação ANSI	materiais	faixa de utilização (°C)
E	Chromel / Constantan	0 a 1000
J	Ferro / Constantan	-210 a 760
K	Chromel / Alumel	0 a 1372
R	Pt / Pt -13% Rh	-50 a 1064
S	Pt / Pt -10% Rh	-50 a 1064
T	Cobre / Constantan	0 a 400

Tabela 5.2 – Denominação usual de termopares.

A Figura 5.3 mostra um circuito de medição utilizando temperatura de referência de 0 °C obtida em um recipiente contendo água e gelo em fusão:

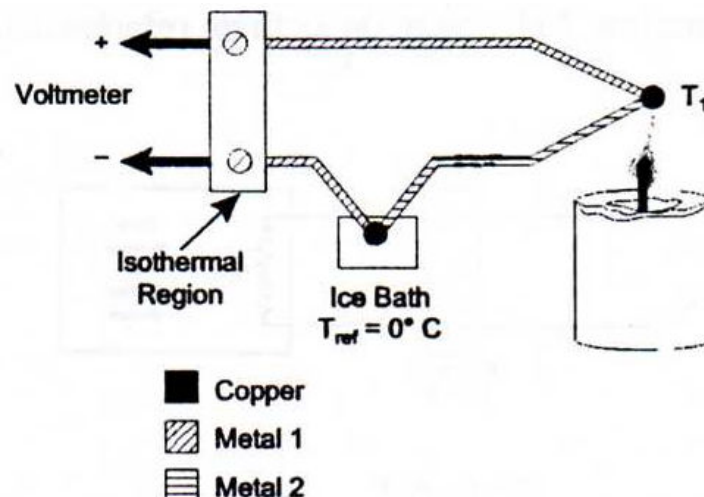


Figura 5.3 – Desenho esquemático de ligação de termopar em detalhes.

O potencial termoelétrico do termopar, mostrado na Figura 5.3, é totalmente produzido na junta sensora (metal1 com metal 2) à temperatura T₁, pois a junta do metal 1 com metal 2 à temperatura de 0°C não produz potencial termoelétrico e as juntas dos fios de cobre de extensão com o metal 1 (ambas a mesma temperatura) são canceladas pela leitura diferencial do voltímetro.

Exemplo 5.1:

Calcule o potencial termoelétrico de termopar tipo K (Chromel-Alumel) à 500 °C.

16,21 - (-4,43) = 20,64 mV, onde o Chromel é o fio P e o Alumel é o fio N.

Existem outras formas, que não da utilização do recipiente com água e gelo em fusão, que cancelam os efeitos espúrios das juntas que não a junta sensora. A estes métodos se dá o nome de Compensação de junta fria.

Como a resposta tensão versus temperatura é altamente não linear são utilizados polinômios para ajustar a saída v , em mV, para a temperatura T , em °C, onde as constantes a_n para cada tipo de termopar são tabeladas:

$$T = a_0 + a_1 \cdot v + a_2 \cdot v^2 + \dots + a_{10} \cdot v^{10} \quad (5.1)$$

5.3 – Termoresistências “RTD” (Pt 100)

O RTD – “resistance temperature device” é um sensor de temperatura onde a resistência cresce com a temperatura. É feito pela deposição de um metal puro, normalmente platina (que tem resistência nominal de 100 Ω à 0°C). Como a variação de resistência com a temperatura é pequena (da ordem de 0,4 Ω / °C) torna-se necessário alguns cuidados na sua utilização.

O RTD é alimentado por corrente. Conforme a temperatura varia a sua resistência também varia, causando uma diferença de potencial correspondente. Quanto maior for a corrente maior será a diferença de potencial produzida, para mesma diferença de temperatura, mas também maior será o erro produzido pelo auto-aquecimento “self heating” causado pela dissipação de calor do próprio RTD.

A variação de resistência com a temperatura é relativamente linear, como mostrado na Figura 5.4:

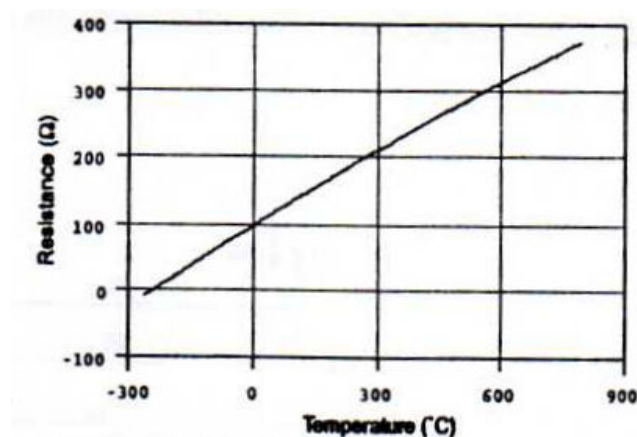


Figura 5.4 – Exemplo gráfico da variação de resistência com a temperatura de um RTD.

Um coeficiente de temperatura alfa α é definido pela expressão (5.2), em função da resistência às temperaturas de 0 °C (R_0) e de 100 °C (R_{100}) :

$$\alpha = \frac{(R_{100} - R_0)}{(R_0 \cdot 100)} \quad (5.2)$$

Aproximando a curva da Figura 5.4 por uma reta, tem-se:

$$R = \frac{(R_{100} - R_0)}{100} \cdot T + R_0 \quad (5.3)$$

onde,

$$\text{coeficiente angular} = \frac{(R_{100} - R_0)}{100} \quad (5.4)$$

Comparando-se as expressões (5.2) e (5.4), tem-se:

$$\text{coeficiente angular} = \alpha \cdot R_0$$

Donde:

$$R = \alpha \cdot R_0 \cdot T + R_0$$

$$R = R_0 \cdot (\alpha \cdot T + 1) \quad (5.5)$$

Exemplo 5.2:

Para um RTD de platina ($\alpha = 0,003911$), qual é a sua resistência a uma temperatura de 500 °C?

$$R = 100 \cdot (0,003911 \cdot 500 + 1)$$

$$R = 295,55 \Omega$$

OBS: Caso seja necessário fazer uma medição muito precisa utiliza-se expressões, cujas constantes são tabeladas, que descrevem o comportamento resistência versus temperatura de um RTD com erros desprezíveis.

Na Figura 5.5 mostra-se duas configurações mais utilizadas de circuitos de medição de RTD:

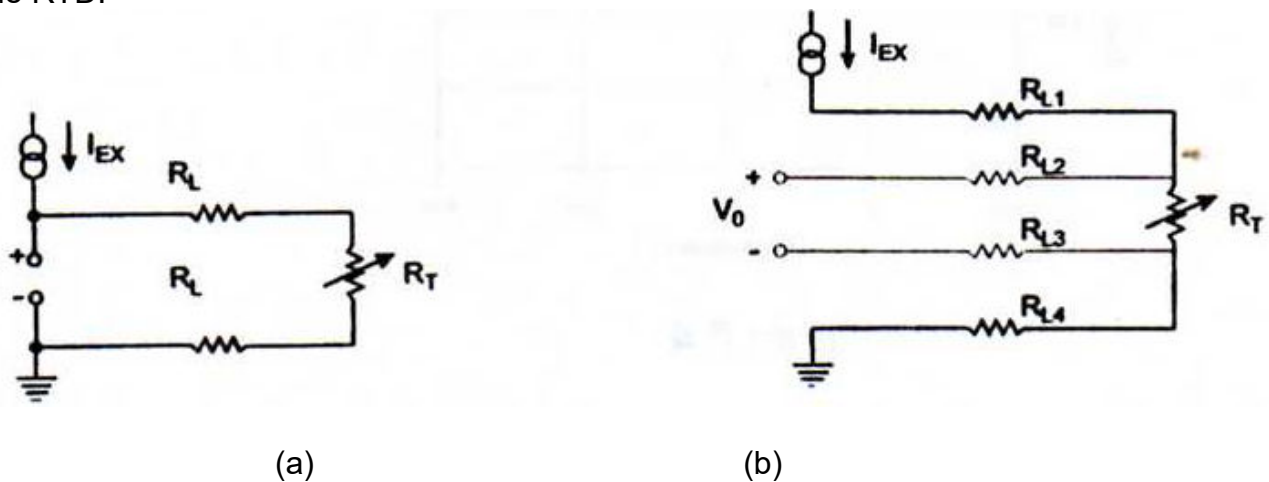


Figura 5.5 – Configurações para medição de RTD: (a) dois fios e (b) quatro fios.

Na configuração (a) utilizam-se apenas dois fios para ligar o RTD (de resistência R_T) à fonte de corrente. Por estes fios, de resistência R_L , circula a corrente I_{EX} . A tensão de saída V_0 é função da queda de potencial resultante ($2 \cdot R_L + R_T$), o que torna este tipo de medição dependente do tamanho dos dois fios (quanto maior o tamanho, maior o erro).

Na configuração (b) utiliza-se quatro fios, dois fios para ligar o RTD (de resistência R_T) à fonte de corrente e outros dois fios para ler a queda de potencial V_0 apenas na resistência R_T (a corrente que circula em R_{L2} e R_{L3} é muito pequena e portanto resulta em uma insignificante queda de potencial). Esta configuração não induz erros significativos, porém como utiliza mais fios, tem um custo maior que a configuração (a).

5.4 - Termistores

O termistor é um sensor de temperatura feito de material semicondutor (óxido metálico) que modifica a resistência em função da temperatura.

Existem dois tipos de termistores, os NTC “negative temperature coefficient” em que a resistência diminui com o aumento da temperatura e os PTC “positive temperature coefficient” nos quais a resistência aumenta com o aumento da temperatura.

Os termistores têm resistências relativamente altas (em torno de 2252Ω) se comparadas com a resistência do RTD. Isto diminui o efeito das resistências dos fios de extensão, tornando o cabeamento mais barato, pois utiliza apenas dois fios ao invés de quatro. A variação de resistência com a temperatura é significativa (da ordem de $-100 \Omega / ^\circ C$ para os NTC).

A desvantagem dos termistores está na saída de tensão altamente não linear e faixa de utilização bastante limitada (em torno de $300 ^\circ C$ de faixa).

Um exemplo de expressão que relaciona resistência com temperatura é vista à seguir:

$$T = \frac{1}{a_0 + a_1 - \ln(R_T) + a_2 [\ln(R_T)]^3} \quad (5.6)$$

onde,

T é a temperatura em ($^\circ K$), R_T é a resistência do termistor em (Ω) e as constantes a_0 , a_1 e a_2 são fornecidas pelo fabricante do termistor.

Como os termistores são sensores resistivos mede-se a diferença de potencial V_0 causada pela passagem de corrente I_{EX} pelo termistor. Duas configurações de circuitos de medição de termistores são mostrados na Figura 5.6:

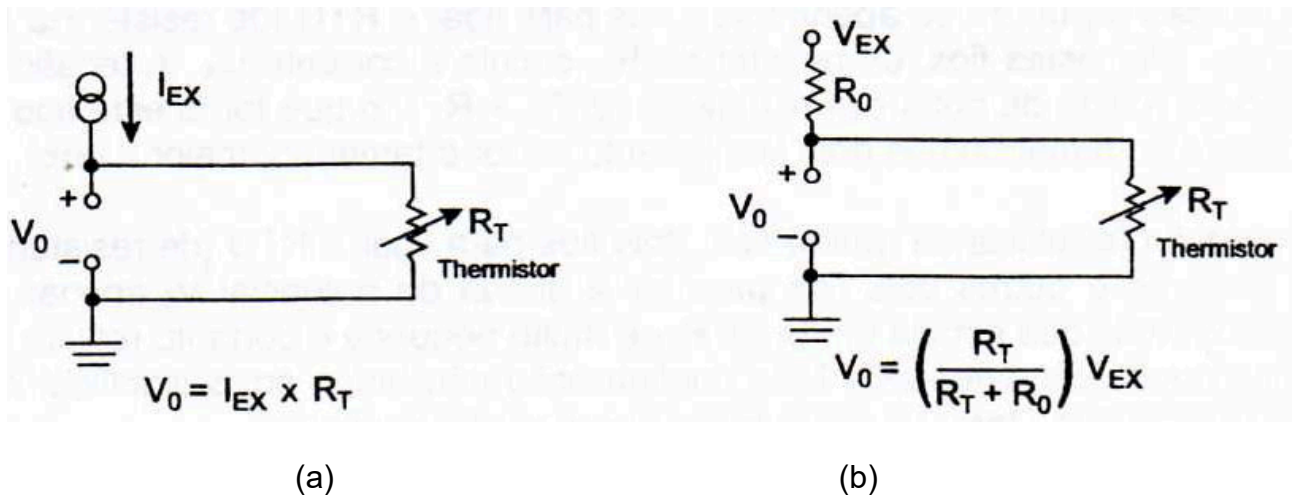


Figura 5.6 - Configurações para medição de termistor, com fonte de: (a) corrente e (b) tensão.

Em ambas configurações utilizam-se apenas dois fios. Na configuração (a) utiliza-se uma fonte de corrente para gerar a corrente de excitação I_{EX} e na configuração (b) utiliza-se uma fonte de tensão de excitação V_{EX} e um divisor de tensão para gerar a corrente de excitação I_{EX} .

A diferença de potencial V_0 produzida a uma dada temperatura é tanto maior quanto maior for a corrente que passa pelo termistor, mas também maior será o erro produzido pelo auto-aquecimento “self heating” deste.

Capítulo 6 - Sistemas de Aquisição de Dados

Neste capítulo são estudados alguns tipos de conversores A/D (analógico/digital). Inicialmente conversores D/A (digital/analógico) são apresentados, pois fazem parte dos circuitos de conversores A/D.

6.1 - Conversor Digital/Analógico básico

Um exemplo de conversor digital/analógico básico, de 4 bit, é mostrado na Figura 6.1, onde a chave D_0 corresponde ao LSB e a chave D_3 ao MSB. As resistências são dispostas em seqüência (do LSB ao MSB) de tal forma que cada resistor tenha metade do valor do resistor anterior.

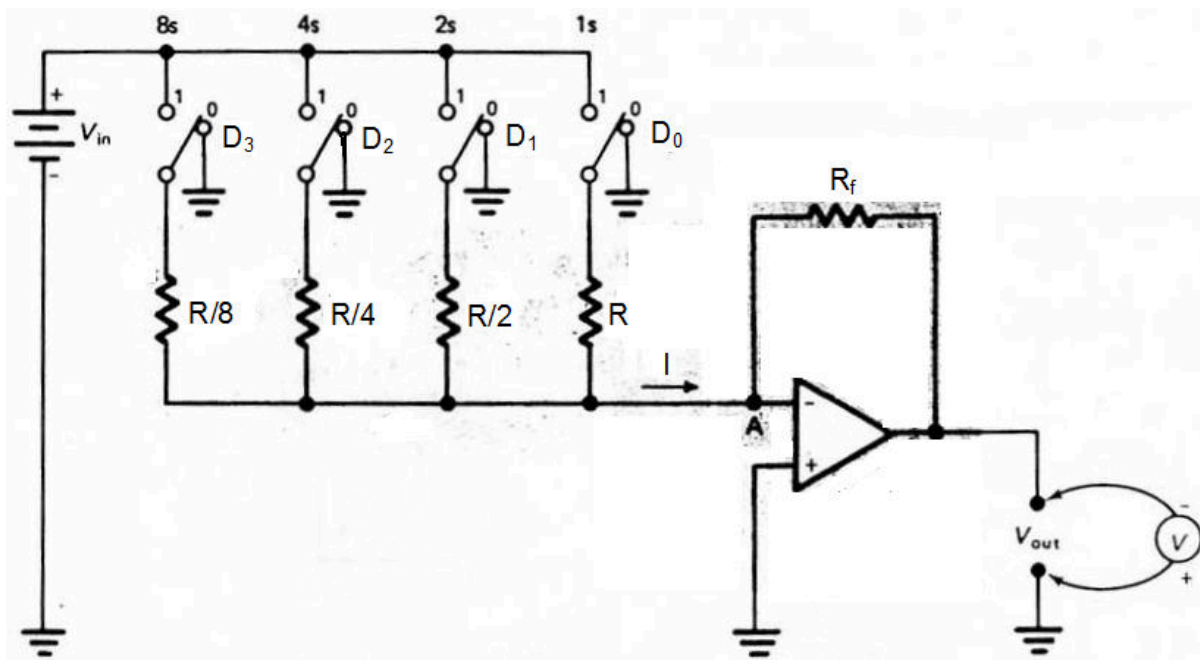


Figura 6.1 – Exemplo de Conversor D/A básico.

O desenvolvimento teórico deste conversor D/A, de 4 bit, é visto à seguir:

$$I = \left(\frac{V_{in}}{R/8} \cdot D_3 + \frac{V_{in}}{R/4} \cdot D_2 + \frac{V_{in}}{R/2} \cdot D_1 + \frac{V_{in}}{R/1} \cdot D_0 \right) \quad (6.1)$$

$$I = V_{in} \cdot \left(\frac{8 \cdot D_3 + 4 \cdot D_2 + 2 \cdot D_1 + 1 \cdot D_0}{R} \right)$$

$$I = \frac{V_{in}}{R} \cdot (8 \cdot D_3 + 4 \cdot D_2 + 2 \cdot D_1 + 1 \cdot D_0)$$

Mas :

$$0 - V_{out} = I \cdot R_f$$

$$V_{out} = -I \cdot R_f$$

Donde:

$$V_{\text{out}} = \frac{-V_{\text{in}}}{R} \cdot (8 \cdot D_3 + 4 \cdot D_2 + 2 \cdot D_1 + 1 \cdot D_0) \cdot R_f$$

$$V_{\text{out}} = \frac{-R_f}{R} \cdot (8 \cdot D_3 + 4 \cdot D_2 + 2 \cdot D_1 + 1 \cdot D_0) \cdot V_{\text{in}} \quad (\text{i})$$

Quando $D_3 = D_2 = D_1 = D_0 = 1$ se $V_{\text{out}} = -V_{\text{in}}$, então:

$$V_{\text{out}} = \frac{-R_f}{R} \cdot (8 + 4 + 2 + 1) \cdot V_{\text{in}}$$

$$V_{\text{out}} = \frac{-R_f}{R} \cdot 15 \cdot V_{\text{in}}$$

Donde:

$$\frac{R_f}{R} \cdot 15 = 1 \rightarrow R_f = \frac{R}{15} \quad (6.2)$$

Subst. (6.2) em (i):

$$V_{\text{out}} = \frac{-R}{15} \cdot \frac{1}{R} \cdot (8 \cdot D_3 + 4 \cdot D_2 + 2 \cdot D_1 + 1 \cdot D_0) \cdot V_{\text{in}}$$

$$V_{\text{out}} = \frac{-1}{15} \cdot (8 \cdot D_3 + 4 \cdot D_2 + 2 \cdot D_1 + 1 \cdot D_0) \cdot V_{\text{in}} \quad (6.3)$$

Para o caso geral:

$$V_{\text{out}} = \frac{-1}{(2^n - 1)} \cdot (2^{n-1} \cdot D_{n-1} + 2^{n-2} \cdot D_{n-2} + \dots + 2^{n-n} \cdot D_{n-n}) \cdot V_{\text{in}}$$

$$V_{\text{out}} = \frac{-1}{(2^n - 1)} \cdot (2^{n-1} \cdot D_{n-1} + 2^{n-2} \cdot D_{n-2} + \dots + 2^0 \cdot D_0) \cdot V_{\text{in}} \quad (6.4)$$

$$R_f = \frac{1}{(2^n - 1)} \cdot R \quad (6.5)$$

Este conversor transforma entradas binárias (posições 8s, 4s, 2s e 1s) em saídas analógicas correspondentes, conforme mostrado na tabela 6.1:

Entradas digitais				Saída analógica
8s (MSB)	4s	2s	1s (LSB)	V_{out}
0	0	0	0	$0*(V_{in}/15) = 0$
0	0	0	1	$-1*(V_{in}/15)$
0	0	1	0	$-2*(V_{in}/15)$
0	0	1	1	$-3*(V_{in}/15)$
0	1	0	0	$-4*(V_{in}/15)$
0	1	0	1	$-5*(V_{in}/15)$
0	1	1	0	$-6*(V_{in}/15)$
0	1	1	1	$-7*(V_{in}/15)$
1	0	0	0	$-8*(V_{in}/15)$
1	0	0	1	$-9*(V_{in}/15)$
1	0	1	0	$-10*(V_{in}/15)$
1	0	1	1	$-11*(V_{in}/15)$
1	1	0	0	$-12*(V_{in}/15)$
1	1	0	1	$-13*(V_{in}/15)$
1	1	1	0	$-14*(V_{in}/15)$
1	1	1	1	$-15*(V_{in}/15) = -V_{in}$

Tabela 6.1 – Exemplo de Tabela de Conversão sinais digitais em analógicos.

6.2 - Conversor Digital/Analógico tipo "Ladder"

Embora de concepção simples o conversor D/A básico tem a desvantagem de utilizar-se de muitos valores diferentes de resistores. Para contornar esta desvantagem utiliza-se o conversor D/A tipo "Ladder", também conhecido como de rede R-2R, que utiliza apenas dois valores distintos de resistores (além do R_f que tem valor diferente).

Um exemplo de conversor D/A tipo "Ladder", de 4 bit, é mostrado na Figura 6.2:

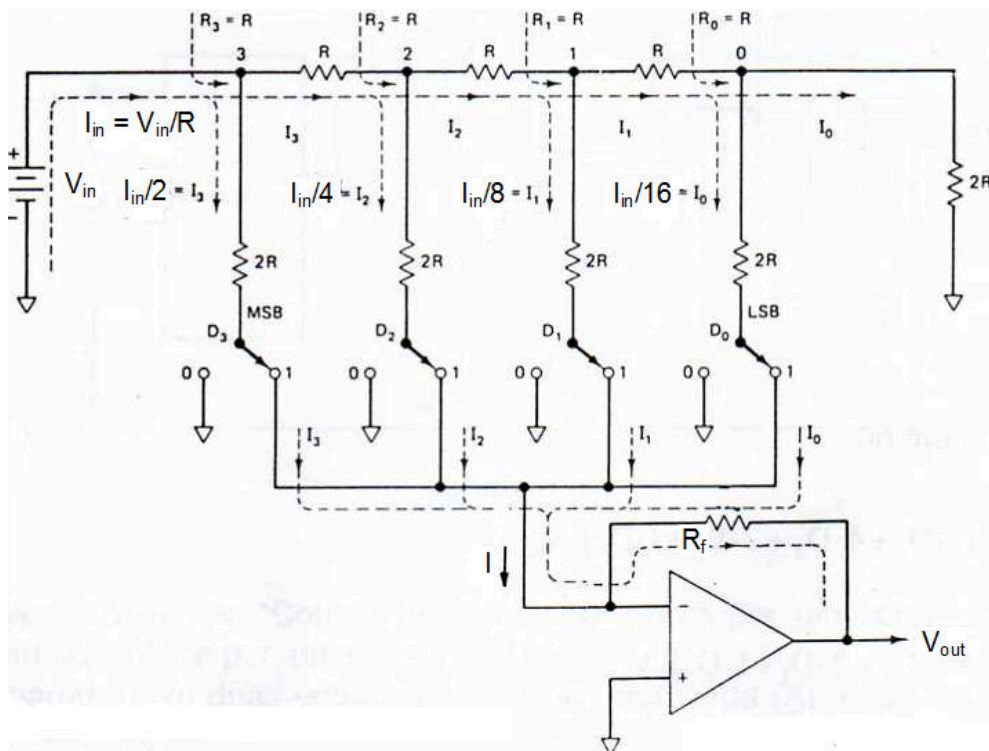


Figura 6.2 - Exemplo de Conversor D/A tipo "Ladder".

O desenvolvimento teórico deste conversor D/A, de 4 bit, é visto à seguir:

$$I = \left(\frac{I_{in}}{2} \cdot D_3 + \frac{I_{in}}{4} \cdot D_2 + \frac{I_{in}}{8} \cdot D_1 + \frac{I_{in}}{16} \cdot D_0 \right) \quad (6.6)$$

$$I = \left(\frac{D_3}{2} + \frac{D_2}{4} + \frac{D_1}{8} + \frac{D_0}{16} \right) \cdot I_{in}$$

$$I = \frac{(8 \cdot D_3 + 4 \cdot D_2 + 2 \cdot D_1 + 1 \cdot D_0)}{16} \cdot I_{in}$$

Mas,

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R}$$

$$I = \frac{(8 \cdot D_3 + 4 \cdot D_2 + 2 \cdot D_1 + 1 \cdot D_0)}{16 \cdot R} \cdot V_{in}$$

Ainda,

$$V_{out} = -I \cdot R_f$$

$$V_{out} = -\frac{R_f}{16 \cdot R} \cdot (8 \cdot D_3 + 4 \cdot D_2 + 2 \cdot D_1 + 1 \cdot D_0) \cdot V_{in} \quad (ii)$$

Quando $D_3 = D_2 = D_1 = D_0 = 1$ se $V_{out} = -V_{in}$, então:

$$V_{out} = -\frac{R_f}{16 \cdot R} \cdot (8 + 4 + 2 + 1) \cdot V_{in}$$

$$V_{out} = -\frac{15 \cdot R_f}{16 \cdot R} \cdot V_{in}$$

Donde:

$$\frac{15}{16} \cdot \frac{R_f}{R} = 1 \rightarrow R_f = \frac{16}{15} \cdot R \quad (6.7)$$

Subst. (6.7) em (ii):

$$V_{out} = \frac{-16 \cdot R}{15 \cdot 16 \cdot R} \cdot (8 \cdot D_3 + 4 \cdot D_2 + 2 \cdot D_1 + 1 \cdot D_0) \cdot V_{in}$$

$$V_{out} = \frac{-1}{15} \cdot (8 \cdot D_3 + 4 \cdot D_2 + 2 \cdot D_1 + 1 \cdot D_0) \cdot V_{in} \quad (6.8)$$

Para o caso geral:

$$V_{out} = \frac{-1}{(2^n - 1)} \cdot (2^{n-1} \cdot D_{n-1} + 2^{n-2} \cdot D_{n-2} + \dots + 2^{n-n} \cdot D_{n-n}) \cdot V_{in}$$

$$V_{out} = \frac{-1}{(2^n - 1)} \cdot (2^{n-1} \cdot D_{n-1} + 2^{n-2} \cdot D_{n-2} + \dots + 2^0 \cdot D_0) \cdot V_{in} \quad (6.9)$$

$$R_f = \frac{2^n}{(2^n - 1)} \cdot R \quad (6.10)$$

OBS:

Os dois tipos de conversores D/A vistos têm a mesma expressão que relaciona as entradas digitais a saída analógica ((6.4) e (6.9)), apenas as expressões que relacionam R_f com R são distintas ((6.5) e (6.10)).

6.3 - Conversor Analógico/Digital tipo “Counter Ramp”

Este tipo de conversor A/D utiliza um conversor D/A como parte de sua arquitetura. Um diagrama de blocos de um conversor tipo “Counter Ramp”, de 4 bit, é visto na Figura 6.3:

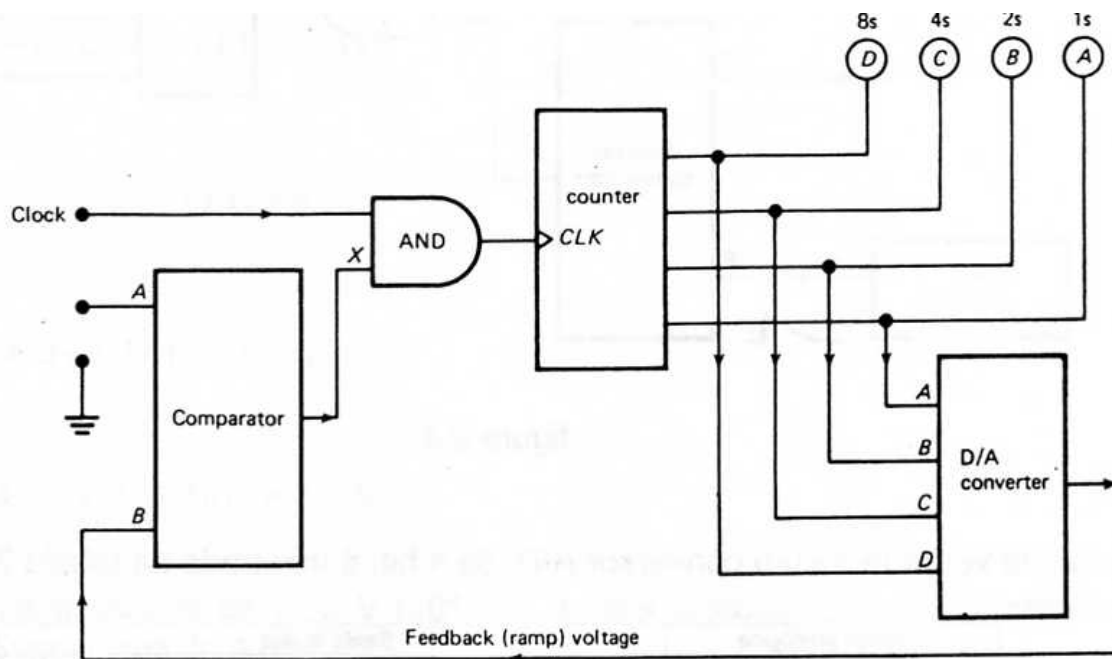


Figura 6.3 – Diagrama de blocos de um conversor A/D tipo “Counter Ramp”.

O conversor A/D tipo “Counter Ramp” é composto por um comparador, uma porta lógica AND, um contador e por um conversor D/A.

O comparador tem duas entradas (A e B) e uma saída (X), enquanto $A > B \rightarrow X = 1$, quando $B > A \rightarrow X = 0$. A porta lógica AND permite que o sinal de clock siga para o contador quando a saída (X) do comparador estiver em nível 1. O contador incrementa 1 para cada ciclo de clock. O conversor D/A recebe os sinais digitais do contador e os converte para uma saída analógica, que está ligada a entrada B do comparador.

A conversão A/D se inicia, com contador zerado (foi setado ao fim da conversão A/D anterior). Enquanto o sinal analógico disponível na entrada A do comparador for maior do que a entrada B o contador incrementa sua saída (na freqüência do clock). Quando o sinal analógico na entrada B ultrapassa o sinal analógico da entrada A, o comparador muda de estado, a porta AND bloqueia o sinal de clock. Neste instante a saída do contador contem o valor binário correspondente ao sinal analógico da entrada A.

OBS:

O diagrama de blocos de uma variação do conversor A/D tipo “Counter Ramp” é mostrada na Figura 6.4, onde o conversor D/A é substituído por um gerador de rampa, que tem a função de gerar um sinal periódico de rampa (tensão analógica crescente à partir do zero) para a entrada B do comparador. Quando $B > A$ o contador para de incrementar e mostra o valor binário correspondente ao sinal analógico da entrada A.

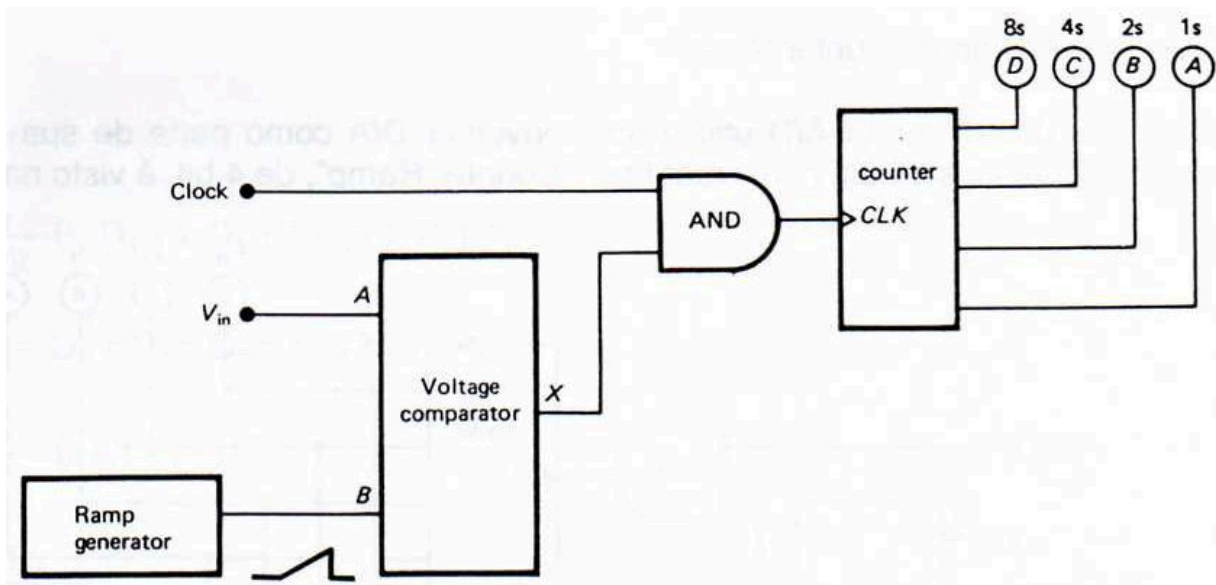


Figura 6.4 – Diagrama de blocos de uma variação do conversor A/D tipo “Counter Ramp”.

A tabela verdade de um conversor A/D, de 4 bit, é mostrada na tabela 6.2 :

Entrada analógica	Saída digital			
	8s (MSB)	4s	2s	1s (LSB)
$0*(V_{in} / 15) = 0$	0	0	0	0
$1*(V_{in} / 15)$	0	0	0	1
$2*(V_{in} / 15)$	0	0	1	0
$3*(V_{in} / 15)$	0	0	1	1
$4*(V_{in} / 15)$	0	1	0	0
$5*(V_{in} / 15)$	0	1	0	1
$6*(V_{in} / 15)$	0	1	1	0
$7*(V_{in} / 15)$	0	1	1	1
$8*(V_{in} / 15)$	1	0	0	0
$9*(V_{in} / 15)$	1	0	0	1
$10*(V_{in} / 15)$	1	0	1	0
$11*(V_{in} / 15)$	1	0	1	1
$12*(V_{in} / 15)$	1	1	0	0
$13*(V_{in} / 15)$	1	1	0	1
$14*(V_{in} / 15)$	1	1	1	0
$15*(V_{in}/15) = V_{in}$	1	1	1	1

Tabela 6.2 – Tabela verdade de um conversor A/D de 4 bit.

6.4 – Outros tipos de conversores A/D

Existem outros tipos de conversores A/D, que têm desempenhos melhores que os já analisados. A seguir são abordados o funcionamento de outros tipos de conversores A/D.

6.4.1- Conversor A/D de Aproximações Sucessivas

Uma das desvantagens dos dois tipos de conversores A/D vistos no item 6.3 está no longo tempo necessário para a conversão de sinais analógicos próximos de FE (muitos ciclos de clock). O conversor A/D de Aproximações Sucessivas tem um componente (SAR) cuja a função é gerar sucessivas estimativas da tensão existente na entrada A. Utiliza um comparador para tomar “decisões” sobre as próximas estimativas, de forma a convergir em poucos ciclos de clock, para o valor binário do sinal existente na entrada A. Um diagrama de blocos de um conversor A/D de Aproximações Sucessivas, de 4 bit, é mostrado na Figura 6.5:

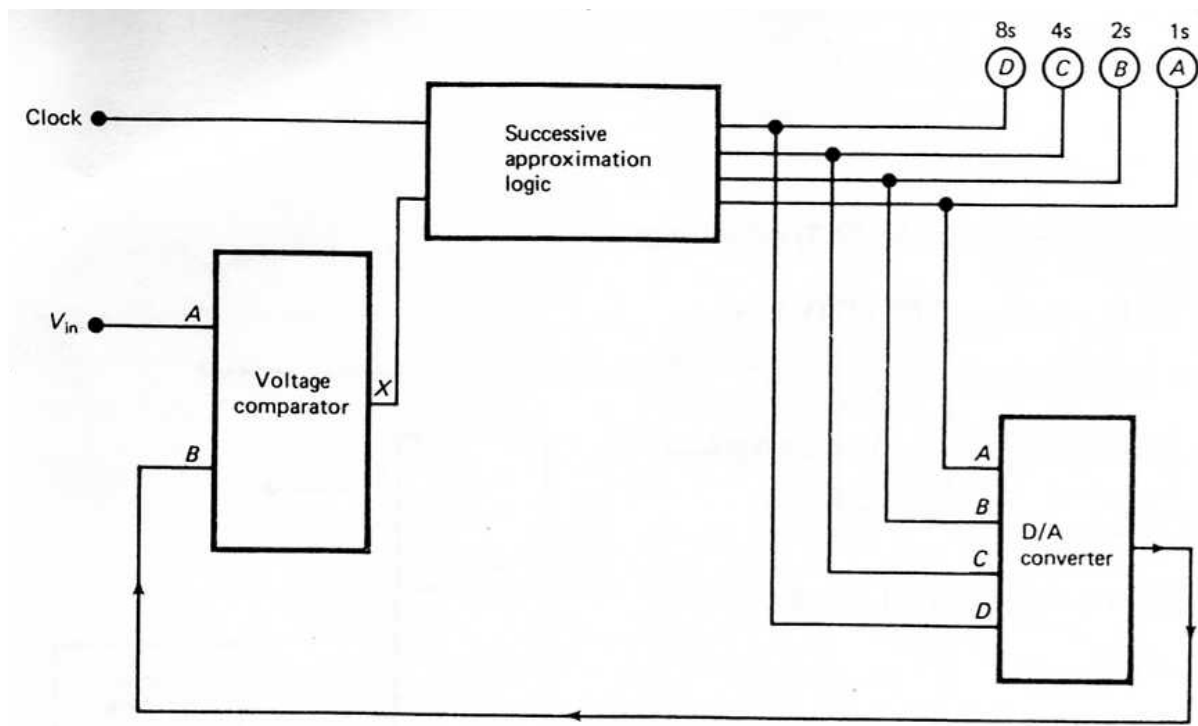


Figura 6.5 – Diagrama de blocos de um conversor A/D tipo “SAR”.

A lógica do SAR pode ser resumida da seguinte forma, para um conversor A/D de 4 bit: a primeira estimativa torna o (MSB) igual a 1 (1000), se V_{in} for maior que o valor analógico equivalente a (1000) então o 1 é mantido em 8s e um novo 1 é posto em 4s; caso contrário 0 é posto em 8s e 1 é posto em 4s. Esta lógica prossegue até que o valor binário mais próximo de V_{in} seja encontrado.

Exemplo 6.1:

Determine a saída de um conversor A/D de Aproximações Sucessivas (SAR) de 4 bit, com $V_{in} = 7,5 \text{ V}$ e $FE = 10\text{V}$.

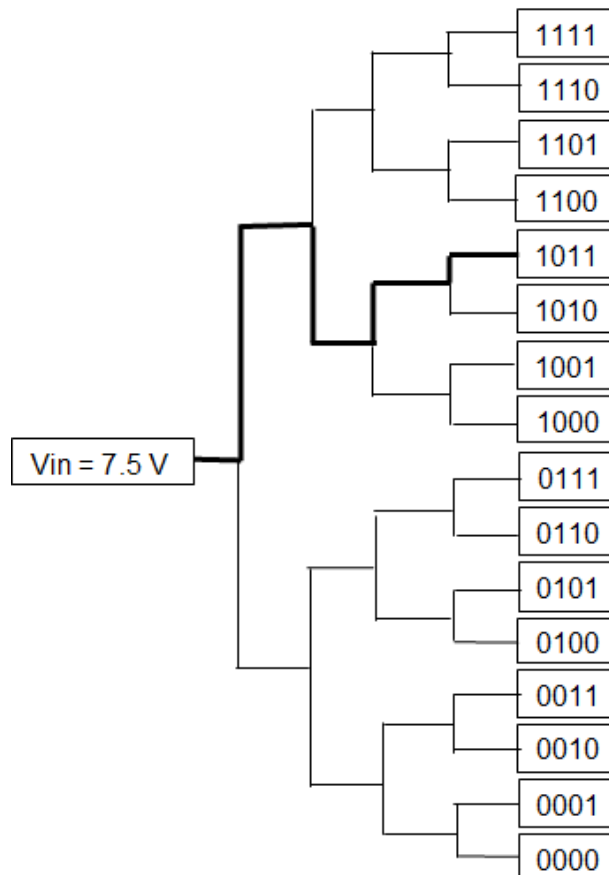


Figura 6.6 – Exemplo de lógica de um conversor A/D tipo “SAR”.

Utilizando a expressão (6.8) adaptada:

$$V_{out} = \frac{1}{15} \cdot (8 \cdot D_3 + 4 \cdot D_2 + 2 \cdot D_1 + 1 \cdot D_0) \cdot FE$$

A estimativa inicial é de:

$$V_{out} = \frac{1}{15} \cdot (8 \cdot 1 + 4 \cdot 0 + 2 \cdot 0 + 1 \cdot 0) \cdot 10 = 5,33\text{V}$$

Como $V_{in} > V_{out}$:

$$V_{out} = \frac{1}{15} \cdot (8 \cdot 1 + 4 \cdot 1 + 2 \cdot 0 + 1 \cdot 0) \cdot 10 = 8,0\text{V}$$

Como $V_{in} < V_{out}$:

$$V_{out} = \frac{1}{15} \cdot (8 \cdot 1 + 4 \cdot 0 + 2 \cdot 1 + 1 \cdot 0) \cdot 10 = 6,67\text{V}$$

Como $V_{in} > V_{out}$:

$$V_{out} = \frac{1}{15} \cdot (8 \cdot 1 + 4 \cdot 0 + 2 \cdot 1 + 1 \cdot 1) \cdot 10 = 7,33\text{V}$$

O equivalente binário de 7,33 V (1011) é o valor encontrado pelo conversor A/D de Aproximações Sucessivas de 4 bit.

6.4.2- Conversor A/D tipo “flash”

Para aquisição de dados em taxas muito elevadas (tempo de conversão pequeno) o conversor A/D de Aproximações Sucessivas (SAR) não é o mais indicado, utiliza-se o conversor A/D tipo “flash”.

Este tipo de conversor utiliza muitos comparadores (para o caso geral $\rightarrow 2^n - 1$ comparadores, para 3 bit $\rightarrow 2^3 - 1 = 7$ comparadores) com as entradas não inversoras ligadas ao sinal de entrada V_{in} e cada entrada inversora ligada a um ponto diferente de uma rede de resistores. Isto faz com que para um determinado sinal de entrada alguns comparadores mudem de estado enquanto outros permanecem com estado inalterado. Um codificador de prioridade transforma os níveis gerados nos comparadores (“0” e “1” lógicos) em uma saída binária.

Um conversor A/D tipo “flash”, de 3 bit, é mostrado na Figura 6.7, onde o FE = 8 V e V_{in} entre 0 e 7 V. Por exemplo, para $V_{in} = 2$ V, os comparadores 1 e 2 mudam de estado e os comparadores de 3 a 7 não mudam. Esta configuração gera uma saída binária correspondente a terceira linha na tabela (sinal de entrada entre 1,5 e 2,5 V).

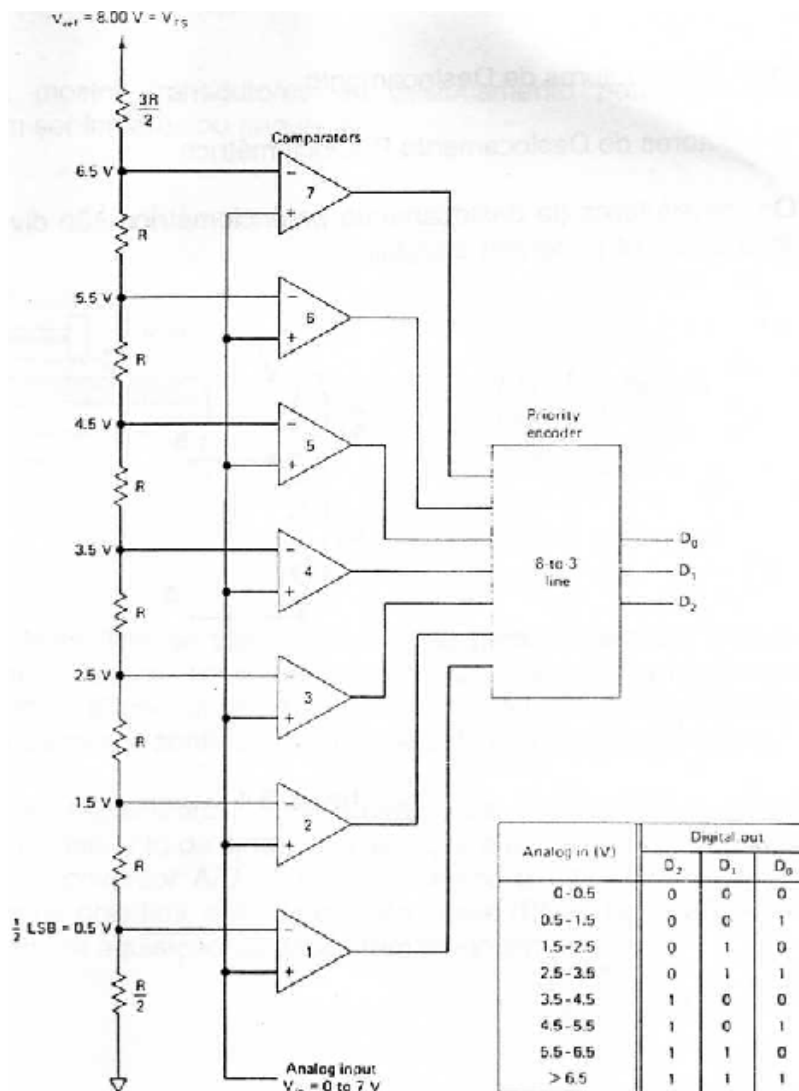


Figura 6.7 - Diagrama de blocos de um conversor A/D tipo “Flash”.

1º OBS:

Após o condicionamento de sinal e antes do conversor A/D existe o “Sample and hold”. A cada aquisição, este componente recebe o nível de tensão de sinal analógico e o mantém pelo tempo necessário para que seja completada cada conversão analógico/digital. O sistema de aquisição de dados não toma conhecimento de variações de nível de tensão que ocorrem no intervalo entre duas aquisições.

2º OBS:

Existem três modos básicos de transferência do sistema de aquisição de dados para a memória do computador:

O modo DMA (“direct memory access”) é o método mais rápido de transferência de dados do sistema de aquisição de dados para memória do computador, pois utiliza um controlador de DMA durante esta transferência, liberando a CPU (“central - processing unit”) para as outras tarefas.

O modo Interrupção é menos rápido que o modo DMA. Após a conversão A/D, apenas solicita à CPU o controle da transferência de dados do sistema de aquisição de dados para a memória do computador.

O modo Pooling é o mais lento dos três pois a CPU verifica constantemente se a conversão A/D foi realizada para iniciar a transferência dos dados do sistema de aquisição de dados para a memória do computador.