

IPB-ESTIG



INSTITUTO POLITÉCNICO DE BRAGANÇA
ESCOLA SUPERIOR DE TECNOLOGIA E GESTÃO

SENSORES E ACTUADORES

MATERIAL DE APOIO ÀS AULAS

VER 2.0

Eng. João Paulo Coelho

2004/2005

Índice

1	Sensores	1
1.1	Conceitos Fundamentais	1
1.1.1	Sensores e Transdutores.....	3
1.1.2	Classificação de Sensores.....	5
1.1.3	Interferência e Perturbações.....	6
1.2	Sistemas de Medida.....	8
1.2.1	Características Estáticas	9
1.2.1.1	Exactidão, Precisão e Sensibilidade	9
1.2.1.2	Linearidade e Resolução	11
1.2.1.3	Erros Sistemáticos e Erros Aleatórios	13
1.2.2	Características Dinâmicas	15
1.2.2.1	Sistemas de Ordem Zero.....	16
1.2.2.2	Sistemas de Primeira Ordem.....	17
1.2.2.3	Sistemas de Medida de Segunda Ordem	19
1.3	Sensores Passivos.....	22
1.3.1	Sensores Resistivos	22
1.3.1.1	Potenciômetros.....	23
1.3.1.2	Extensómetros.....	26
1.3.1.3	Termómetros de Resistência	31
1.3.1.4	Termístores.....	33
1.3.1.5	Resistências Dependentes da Luz (LDR).....	36
1.3.2	Sensores Capacitivos	38
1.3.2.1	Condensadores de Superfície Variável	39
1.3.2.2	Condensadores de Distância Variável.....	42
1.3.2.3	Condensadores de Dieléctrico Variável	45
1.3.3	Sensores Indutivos	45
1.3.3.1	Sensor de Entreferro Variável.....	48
1.3.3.2	Transformador Diferencial Linear	49
1.4	Sensores Activos	52
1.4.1	Sensores Electromagnéticos	53
1.4.1.1	Resolvers e Synchros.....	53
1.4.1.2	Sensores Electromagnéticos de Caudal.....	57

1.4.1.3	Tacómetros Geradores	58
1.4.1.4	Sensores de Efeito Hall	59
1.4.2	Sensores Termoelétricos	61
1.4.3	Sensores Piezoelétricos.....	67
1.4.4	Sensores Piroelétricos	72
1.4.5	Sensores Fotovoltaicos.....	75
1.4.5.1	Fotodíodos.....	76
1.4.5.2	Fototransístores.....	80
1.4.5.3	Optoacopladores	83
1.5	Sensores Digitais	83
1.5.1	Tacómetro de Relutância Variável.....	84
1.5.2	Codificador Incremental de Posição	85
1.5.3	Codificador Absoluto de Posição	88
1.5.4	Efeito Doppler.....	90
1.6	Técnicas de Condicionamento de Sinal.....	91
1.6.1	Conversão Impedância/Tensão	92
1.6.1.1	Montagens Potenciométricas: Medida de Resistências.....	92
1.6.1.2	Montagens Potenciométricas: Medida de Impedâncias.....	97
1.6.1.3	Circuitos em Ponte: Medida de Resistências.....	99
1.6.1.4	Circuitos em Ponte: Efeito dos Condutores de Ligação.....	105
1.6.1.5	Circuitos em Ponte: Medida de Impedâncias Complexas..	108
1.6.2	Conversão Impedância/Frequência	109
1.6.3	Pré-Amplificadores.....	111
1.6.3.1	Amplificador Inversor	114
1.6.3.2	Amplificador Não-Inversor	114
1.6.3.3	Amplificador Somador	114
1.6.3.4	Amplificador Diferencial	115
1.6.3.5	Integrador	115
1.6.3.6	Amplificador Logarítmico	116
1.6.3.7	Linearização com AMPOP's	116
1.6.3.8	Fontes de Erro em AMPOP's.....	117
1.6.3.9	Amplificador de Instrumentação	119
1.6.3.10	Amplificador Chopper	120
1.6.3.11	Amplificador de Carga.....	121

2	Actuadores	123
2.1	Cadeia de Actuação.....	123
2.2	Interfaces de Potência	125
2.2.1	Relés e Contactores	125
2.2.2	Tirístores e Triacs	129
2.2.3	Transístores	133
2.3	Actuadores Electro-Mecânicos	139
2.3.1	Motores Eléctricos	139
2.3.1.1	Motores DC.....	143
2.3.1.2	Motores AC.....	150
2.3.1.3	Servo-Motores e Motores Passo-a-Passo	158
2.3.2	Solenóides	160
2.4	Actuadores Hidráulicos e Pneumáticos.....	161
2.4.1	Circuito Pneumático e Hidráulico	161
2.4.2	Bombas e Compressores	164
2.4.3	Válvulas	165
2.4.4	Acumuladores	166
2.4.5	Actuadores de Fluido.....	166
3	Exercícios de Aplicação	169
4	Referências.....	185

Índice de Figuras

Fig. 1.	Cadeia de Medida e Actuação.....	1
Fig. 2.	Abstracção do conceito adoptado de sensor.....	3
Fig. 3.	Relação funcional entre grandezas de influência num sistema de medida.....	7
Fig. 4.	Medidas de Não-Linearidade Integral e Independente.....	12
Fig. 5.	Erros de: (a) linearidade (b) <i>offset</i> (c) sensibilidade (d) histerese.....	14
Fig. 6.	Tempo de resposta para um sistema de 1ª ordem.....	18
Fig. 7.	Resposta em frequência para diferentes coeficientes de amortecimento.....	20
Fig. 8.	Resposta temporal em função de ω_n	21
Fig. 9.	Aspecto exterior de alguns tipos de potenciómetros.....	23
Fig. 10.	(a) Deslocamento linear (b) deslocamento angular (c) Esquema eléctrico.....	24
Fig. 11.	Esquema de um potenciómetro com uma carga à sua saída.....	25
Fig. 12.	Efeito da resistência de entrada na linearidade.....	25
Fig. 13.	Efeito de uma força axial na deformação de um condutor cilíndrico.....	27
Fig. 14.	Aspecto de um extensómetro comercial.....	30
Fig. 15.	Exemplo de um RTD comercial: PT100.....	31
Fig. 16.	Resistência NTC isolada a PVC.....	34
Fig. 17.	Linearização por resistência em paralelo.....	34
Fig. 18.	Relação entre linearidade e sensibilidade para diversos valores de R_p	35
Fig. 19.	Aspecto de um LDR comercial.....	36
Fig. 20.	Condensador de placas paralelas.....	39
Fig. 21.	Sensor capacitivo de deslocamento angular.....	40
Fig. 22.	Impedância de um condensador de área variável.....	41
Fig. 23.	Montagem diferencial de um condensador de área variável.....	41
Fig. 24.	Estratégia de combinação do condensador diferencial.....	42
Fig. 25.	Sensor capacitivo de distância entre placas variável.....	43
Fig. 26.	Montagem diferencial de um sensor capacitivo de distância variável.....	43
Fig. 27.	Estratégia de combinação do condensador diferencial.....	44
Fig. 28.	Indutor em Hélice.....	46
Fig. 29.	Princípio de funcionamento de um sensor de entreferro variável.....	48
Fig. 30.	Um aspecto possível de um LVDT comercial.....	49
Fig. 31.	Estrutura interna de um LVDT.....	49
Fig. 32.	Modelo simplificado de um LVDT.....	50
Fig. 33.	Função de transferência ideal de um LVDT.....	51
Fig. 34.	Diagrama eléctrico equivalente de um <i>resolver</i>	54
Fig. 35.	Diagrama eléctrico equivalente de um <i>synchro</i>	56
Fig. 36.	Princípio de funcionamento de um sensor de caudal electromagnético.....	57
Fig. 37.	Sensor de caudal electromagnético.....	58
Fig. 38.	Uma forma possível de um tacómetro gerador.....	58
Fig. 39.	Princípio físico do sensor de efeito Hall.....	59
Fig. 40.	Aspecto de um sensor de efeito Hall. comercial.....	60
Fig. 41.	Diagrama de blocos simplificado de um IC de efeito Hall.....	60
Fig. 42.	Princípio de funcionamento de um Termopar.....	62
Fig. 43.	Um possível aspecto exterior de um Termopar comercial.....	63
Fig. 44.	Manutenção da junção de referência a 0°C por imersão em gelo fundido.....	64
Fig. 45.	Sistema de compensação de junção fria.....	65
Fig. 46.	f.e.m. introduzidas por ligação do Termopar ao detector.....	66
Fig. 47.	Eliminação das f.e.m. introduzidas por ligação do Termopar ao detector.....	66
Fig. 48.	Fenómeno piezoeléctrico directo e inverso.....	68
Fig. 49.	Emissor/receptor de ultra-sons piezoeléctrico.....	68
Fig. 50.	Condensador piezoeléctrico.....	69
Fig. 51.	Circuito simplificado de um sensor piezoeléctrico.....	70
Fig. 52.	Circuito equivalente do sensor e etapa de entrada do detector.....	70
Fig. 53.	Magnitude da resposta em frequência para o sistema (1.98).....	71
Fig. 54.	Princípio de um sensor piroeléctrico.....	72
Fig. 55.	Modelo de um sensor piroeléctrico.....	74
Fig. 56.	Condicionamento de sinal par um sensor piroeléctrico.....	74

Fig. 57.	Interruptor piroeléctrico.....	74
Fig. 58.	Fenómeno de difusão num material semiconductor p-n.....	75
Fig. 59.	Modelo aproximado de um fotodíodo.....	77
Fig. 60.	Fotodíodo em modo de fotocondução.....	78
Fig. 61.	Métodos de condicionamento para fotodíodos em modo fotocondutor.....	79
Fig. 62.	Fotodíodos em modo fotovoltaico.....	80
Fig. 63.	(a) Estratégia de concepção. (b) conceito de funcionamento.....	81
Fig. 64.	Aspecto de fototransístores comerciais (com e sem base acessível).....	81
Fig. 65.	Exemplos de fototransístores em comutação.....	82
Fig. 66.	Exemplos de fototransístores em regime linear.....	82
Fig. 67.	Optoacopladores. (a) com fotodíodo. (b) com fototransístor.....	83
Fig. 68.	Princípio de um tacómetro de relutância variável.....	84
Fig. 69.	Codificador incremental: (a) com uma pista (b) com três pistas.....	86
Fig. 70.	Deteção do sentido de rotação para codificadores incrementais.....	87
Fig. 71.	Codificador absoluto: (a) binário natural (b) código Gray.....	89
Fig. 72.	Princípio do efeito Doppler.....	90
Fig. 73.	Princípio de deteção do efeito Doppler.....	91
Fig. 74.	Divisor de tensão com resistência de polarização fixa.....	93
Fig. 75.	Divisor de tensão recorrendo a dois sensores idênticos.....	94
Fig. 76.	Compensação de grandezas de influência em extensómetros.....	95
Fig. 77.	Montagem de dois sensores em 'push-pull'.....	96
Fig. 78.	Variações complementares de resistência de um par de extensómetros.....	97
Fig. 79.	Conversão Impedância/Tensão por divisor de tensão.....	97
Fig. 80.	Influência no sinal de medida de f.e.m. parasitas.....	99
Fig. 81.	Ponte de medida para impedâncias (a) puramente reais (b) complexas.....	100
Fig. 82.	Montagem em ponte de um sensor resistivo.....	102
Fig. 83.	Montagem em ponte de dois sensores resistivos em braços opostos.....	103
Fig. 84.	Dois sensores idênticos em que apenas um é sujeito à entidade a medir.....	103
Fig. 85.	Montagem em ponte de dois sensores idênticos.....	104
Fig. 86.	Montagem em ponte de quatro sensores idênticos.....	105
Fig. 87.	Perturbação na ponte devido à resistência dos condutores de ligação ao sensor.....	106
Fig. 88.	Possível estratégia de equilíbrio da ponte.....	106
Fig. 89.	Compensação do erro de medida com montagem a três condutores.....	107
Fig. 90.	Ponte de Sauty [2].....	108
Fig. 91.	Ponte de Maxwell [2].....	109
Fig. 92.	Multivibrador aestavel com dois transístores [2].....	110
Fig. 93.	Multivibrador aestavel com amplificador operacional [2].....	110
Fig. 94.	Multivibrador aestavel com portas lógicas CMOS(inversoras).....	110
Fig. 95.	Multivibrador aestavel com integrado LM/NE555.....	111
Fig. 96.	Aproximação de sensores: (a) fonte de corrente (b) fonte de tensão.....	111
Fig. 97.	Amplificador Inversor.....	114
Fig. 98.	Amplificador Não-Inversor.....	114
Fig. 99.	Amplificador Somador.....	114
Fig. 100.	Amplificador Diferencial.....	115
Fig. 101.	Integrador.....	115
Fig. 102.	Amplificador logarítmico.....	116
Fig. 103.	Linearização de uma ponte de Wheatstone.....	116
Fig. 104.	Rejeição de sinais em modo comum.....	119
Fig. 105.	Amplificador de instrumentação.....	119
Fig. 106.	Amplificador <i>chopper</i>	120
Fig. 107.	Amplificador estabilizado com <i>chopper</i>	121
Fig. 108.	Amplificador de carga.....	121
Fig. 109.	Estrutura básica de uma cadeia de actuação.....	124
Fig. 110.	(a) Estrutura básica de um relé (b) Sua representação esquemática.....	126
Fig. 111.	Relé: (a) com dois contactos (NF e NA) (b) com dois contactos reversíveis.....	126
Fig. 112.	Exemplos de relés comerciais para diferentes aplicações.....	127
Fig. 113.	(a) Contactador. (b) Representação esquemática do contactador.....	128
Fig. 114.	Aspecto exterior de um contactador comercial.....	128
Fig. 115.	(a) Tiristor semiconductor (b) símbolo (c) curva característica.....	129
Fig. 116.	Circuito simplificado de um <i>dimmer</i> [3].....	130

Fig. 117.	Formas de onda da corrente para dois ângulos de disparo distintos.	131
Fig. 118.	Circuito de amortecimento para um tiristor.	132
Fig. 119.	Controlo de um tiristor a partir de um μP recorrendo a um optoacoplador.	132
Fig. 120.	(a) Símbolo de um triac (b) característica estática.	133
Fig. 121.	Diversos tipos de encapsulamento para transístores.	135
Fig. 122.	Transístor em emissor comum.	135
Fig. 123.	Par Darlington.	137
Fig. 124.	Excitação de um par Darlington por um circuito digital.	137
Fig. 125.	Controlo de um motor DC por um microprocessador.	138
Fig. 126.	Símbolos eléctricos para MOSFET's.	138
Fig. 127.	Controlo de um motor DC recorrendo a um MOSFET tipo N.	139
Fig. 128.	Princípio básico de funcionamento de um motor eléctrico.	141
Fig. 129.	Motor DC.	143
Fig. 130.	Circuito equivalente aproximado de um motor DC de íman permanente.	145
Fig. 131.	Curva característica de um motor DC de íman permanente.	145
Fig. 132.	Estrutura interna de um motor DC de campo gerado.	146
Fig. 133.	Relação velocidade/binário para a configuração série.	146
Fig. 134.	Relação velocidade/binário para a configuração em paralelo.	147
Fig. 135.	Relação velocidade/binário para motores compostos.	147
Fig. 136.	Controlo de velocidade por PWM.	148
Fig. 137.	Controlo do sentido de rotação de um motor DC.	149
Fig. 138.	Controlo da velocidade e sentido de rotação de um motor DC.	149
Fig. 139.	Estratégia de controlo de velocidade de um motor DC em malha fechada.	150
Fig. 140.	Conceito de campo girante.	151
Fig. 141.	Aspecto temporal das correntes numa alimentação trifásica.	151
Fig. 142.	Esquema de ligação de um motor trifásico de seis pólos.	152
Fig. 143.	Princípio de funcionamento de um motor de indução.	153
Fig. 144.	Rotor em "gaiola de esquilo".	153
Fig. 145.	Relação binário velocidade para um motor de indução.	154
Fig. 146.	Motor de indução monofásico do tipo <i>shaded pole</i>	155
Fig. 147.	Configurações eléctricas para motores monofásicos de indução.	156
Fig. 148.	Controlo de velocidade de um motor AC usando embraiagem.	158
Fig. 149.	Princípio de funcionamento de um motor passo-a-passo.	159
Fig. 150.	Aspecto de um servo-motor comercial.	160
Fig. 151.	Electroválvula.	161
Fig. 152.	Circuito Hidráulico.	162
Fig. 153.	Circuito Pneumático.	163
Fig. 154.	Alguns tipos de bombas hidráulicas.	164
Fig. 155.	Alguns tipos de válvulas. (a) de bloqueio (b) direcciona.	165
Fig. 156.	Alguns tipos de acumuladores. (a) de gás (b) de mola e (c) gravítico.	166
Fig. 157.	(a) cilindro simples (b) cilindro de duplo efeito.	167
Fig. 158.	(a) pinhão e cremalheira (b) cilindro rotativo.	167

1.1 Conceitos Fundamentais

A função de um sistema de medida é o de atribuir um valor numérico a uma propriedade ou qualidade de um objecto ou evento por forma a ser possível a sua quantificação. Dentro deste contexto, um sistema de medida pode ser visto como possuindo dois principais propósitos:

- Monitorização de processos (ex. medição da temperatura do corpo humano).
- Controlo de processos em malha fechada (ex. controlo da temperatura ambiental de uma estufa agrícola [9]).

É de notar que o controlo, ao contrário da monitorização de processos, envolve não só uma cadeia responsável pela quantificação de uma determinada propriedade mas também uma cadeia de actuação responsável pela alteração de um qualquer parâmetro do processo em causa. A figura seguinte ilustra, de uma forma genérica, as cadeias de medida e actuação que podem, dentro do conceito de regulação automática, estar associadas.

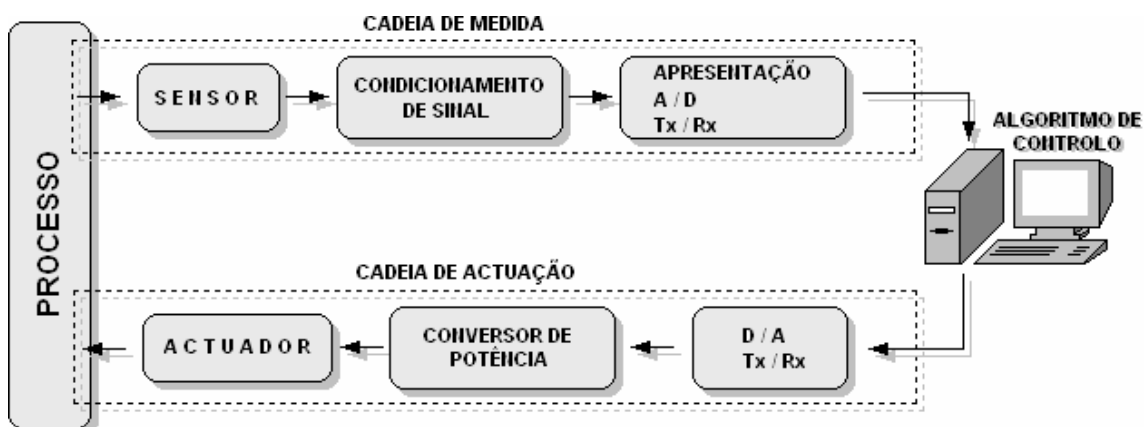


Fig. 1. Cadeia de Medida e Actuação

No que diz respeito à cadeia de medida, a monitorização de um processo envolve um elemento sensível à propriedade que se pretende mensurar convertendo, de um modo geral, variações dessa quantidade em variações de uma qualquer propriedade eléctrica (ex. tensão, corrente ou impedância). De um modo geral em série com esse elemento encontra-se o bloco de condicionamento de sinal. Este consiste num conjunto de dispositivos cujo papel é o de adaptar o sinal a montante às condições requeridas pelo bloco subsequente. As características do sinal oriundo do bloco de condicionamento dependem da aplicação em questão:

- Pode ser usado para visualização directa (ex. voltímetro)
- Pode ser objecto de conversão A/D para um microprocessador.
- Pode ser transmitido para uma estação de recepção remota (ex. RF, CAN, FieldBus ou protocolo 4/20 mA).

No que se refere à cadeia de actuação esta pode compreender um dispositivo de conversão D/A se os sinais de comando são provenientes de um microprocessador e/ou um módulo de transmissão/recepção se o actuador se encontrar fisicamente afastado. Os sinais de controlo servirão, em última análise, para excitar uma interface de potência responsável pelo comando directo dos actuadores.

Como já foi dito, ambas as cadeias podem estar ligadas por intermédio de uma qualquer estratégia de controlo. No entanto, e devido à proliferação e baixo custo dos sistemas computacionais, actualmente já não faz muito sentido falar em controlo analógico. Desta feita, a ligação entre ambas as cadeias é feita com base num qualquer algoritmo de controlo digital que pode ir desde um simples controlador PID discreto a estratégias de regulação mais complexas como é o caso do controlo predictivo e do controlo óptimo.

É objectivo deste capítulo estudar os primeiros dois blocos da cadeia de medida. Mais concretamente serão objecto de estudo e discussão diversos tipos de sensores assim como algumas estratégias de condicionamento de sinal. A análise e estudo de alguns dos restantes blocos serão endereçados nos restantes capítulos deste documento.

1.1.1 Sensores e Transdutores

O conceito de sensor e transdutor aparece na literatura com alguma ambiguidade [1][2]. De facto verifica-se que, para diferentes domínios da ciência, o significado de sensor e transdutor pode sofrer alterações sugerindo para uns casos uma e a mesma coisa e para outros entidades que desempenham papéis distintos.

Nesta perspectiva, e no decorrer do presente texto de apoio, um sensor será definido como sendo um dispositivo que, quando submetido à acção de uma quantidade física não eléctrica, apresenta uma característica de natureza eléctrica (ex. tensão, corrente ou impedância).

Este dispositivo poderá ser composto por um elemento primário e um transdutor como se ilustra na figura 2.

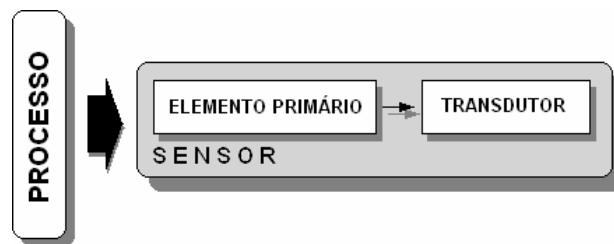


Fig. 2. Abstracção do conceito adoptado de sensor.

O elemento primário é o dispositivo que está entre o processo e o transdutor cujo objectivo é o de transformar a grandeza a medir numa grandeza alternativa mais conveniente (ex. uma mola pode ser considerada como um elemento primário quando transforma uma força de compressão num deslocamento).

O elemento que converte a energia da grandeza a medir, quando esta é não eléctrica, em energia eléctrica é o transdutor. No caso particular de inexistência de elemento primário, sensor e transdutor fundem-se representando exactamente o mesmo dispositivo.

Para um sensor funcionar como agente de medida é fundamental a existência de um modelo, curva ou tabela de calibração que permita fazer uma correspondência biunívoca entre os sinais de entrada e saída.

Nota: Uma função diz-se biunívoca se, para todo $a \neq b$ se tem $f(a) \neq f(b)$

Seja s a grandeza de saída ou resposta do sensor e e a grandeza de entrada ou excitação. Neste contexto, ambas as grandezas estão relacionadas, de uma forma determinística, segundo a lei:

$$s = f(e) \tag{1.1}$$

Onde a função de transferência f pode ser descrita numericamente através de um conjunto limitado de valores de e conhecidos com precisão (pelo menos dez vezes a precisão do sensor [1]) medindo-se o valor correspondente de s .

O gráfico obtido pela projecção dos pares ordenados (s, e) num sistema de eixos é designado por curva de calibração. Esta curva permite, em última análise, associar a cada valor medido de s um valor de e através de, por exemplo, interpolação linear.

Alternativamente à forma gráfica, em muitas situações verifica-se que a função f pode ser susceptível de representação analítica recorrendo, por exemplo, a equações paramétricas ou às equações físicas que regem as dependências de s com e . Na prática, a modelação de um sensor a partir de um conjunto de observações é muitas vezes feita recorrendo ao método dos mínimos quadrados. Este método permite aproximar o conjunto de pontos obtidos empiricamente por intermédio de um polinómio cujos coeficientes são obtidos segundo a minimização da seguinte função objectivo:

$$J = \sum_{i=1}^n (s_i - f(e_i))^2 \tag{1.2}$$

onde n representa o número de pares (s, e) distintos.

É de salientar ainda que para determinados tipos de sensores, o mapeamento entre s e e não fica completo com apenas uma curva de calibração. Com efeito para sensores com múltiplos regimes de funcionamento, como é o caso dos foto-transístores em que a corrente de colector depende não só do fluxo da radiação incidente mas também da sua polarização, é necessário estabelecer, para cada um dos parâmetros de influência, uma curva de calibração.

1.1.2 Classificação de Sensores

Devido ao elevado número e diversidade de sensores disponíveis para os inúmeros e distintos objectos de medida, diversas estratégias de classificação tem sido sugeridas de forma a sistematizar o estudo destes dispositivos. Assim, a classificação dos sensores segundo um conjunto de características comuns exibidas pode ser levada a cabo atendendo, por exemplo:

- À propriedade a mensurar (ex. sensores de temperatura, pressão, deslocamento, etc.),
- Ao tipo de saída (ex. analógicos ou digitais).
- À relação entrada/saída (ex. ordem zero, primeira ordem, etc.)

Nota: Esta última classificação é importante quando o sensor é parte integrante de um sistema de controlo em malha fechada (Porquê?).

Alternativamente, e de forma a estabelecer uma filosofia de estudo, nesta disciplina os sensores serão catalogados segundo as características eléctricas exibidas aos seus terminais de saída. Assim sendo, um sensor será designado de **activo** se, do ponto de vista dos seus terminais de saída, este se comporta como um gerador, i.e. o sensor aproveita directamente a energia do processo a medir. Por outro lado um sensor será classificado de **passivo** se, segundo a mesma perspectiva, variações da propriedade a medir se reflectem em variações da sua impedância. Para este último caso o processo a medir vai alterar alguma das características de um determinado componente estrutural que, posteriormente, será objecto de medida.

Nota: Para os sensores passivos, a impedância só é mensurável quando integrado num circuito eléctrico adicional.

No que se refere aos sensores activos e passivos estes podem ainda ser divididos em grupos distintos como é sumariado pela tabela que se segue [1].

Sensores Activos	Sensores Passivos
Termoeléctricos	Resistivos
Piezoeléctricos	Capacitivos
Piroeléctricos	Indutivos
Fotovoltaicos	Ressonantes
Electromagnéticos	
Edeito Hall	

Tab. 1.1. Alguns tipos de sensores activos e passivos.

Note-se ainda que esta forma de classificação adoptada não inclui os sensores digitais, i.e. aqueles que permitem medir grandezas discretas tais como contadores e dispositivos com saída em frequência.

1.1.3 Interferência e Perturbações

Segundo a propriedade física a medir, um determinado sensor é seleccionado de forma a ser sensível a essa quantidade convertendo variações dessa grandeza, directa ou indirectamente, num sinal eléctrico. Contudo, na prática, um sensor não é sensível apenas e exclusivamente à quantidade em estudo. Com efeito, um determinado sensor pode encontrar-se submetido não só à propriedade em interesse mas também a outras grandezas físicas cujas variações são susceptíveis de implicar uma alteração na grandeza eléctrica de saída.

Estas grandezas parasitas às quais a resposta do sensor não é imune são as grandezas de influência. A figura que se segue pretende ilustrar uma configuração adoptada que estabelece as relações funcionais entre todas as grandezas de entrada e de saída comuns aos sistemas de medida [1].

Segundo o esquema apresentado é possível dizer que num sistema de medida existem três categorias de sinais de entrada: As entradas desejadas (e_d), as entradas modificadoras (e_m) e as interferências (e_i). As entradas desejadas são aquelas que efectivamente se pretende que influenciem a saída, as

interferências são sinais que, mesmo na ausência da entrada desejada, produzem uma saída e finalmente as entradas modificadoras podem ser definidas como o conjunto de todos os sinais que influenciam a saída indirectamente. As principais grandezas de influência num sistema de medida são, entre outras:

- A temperatura que modifica as características eléctricas e mecânicas dos componentes.
- Pressões e vibrações susceptíveis de criar deformações que alterem a resposta do sensor.
- Humidade à qual algumas propriedades eléctricas são sensíveis como por exemplo a constante dieléctrica ou a resistividade.
- Campos magnéticos variáveis responsáveis pela indução de forças electromotrizes que se sobrepõe ao sinal útil.
- Campos magnéticos estáticos passíveis de modificar algumas propriedades eléctricas como é o caso da resistividade.
- Estabilidade da tensão de alimentação.

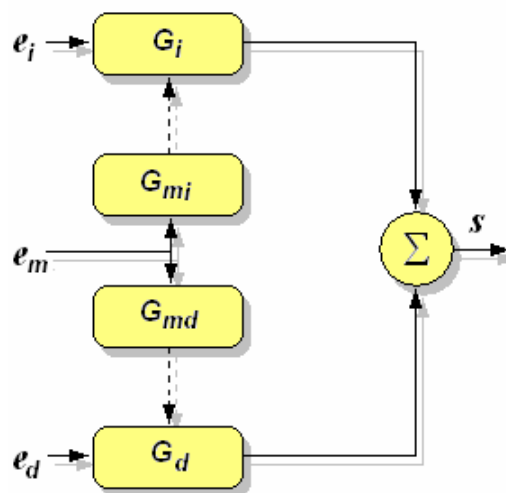


Fig. 3. Relação funcional entre grandezas de influência num sistema de medida.

Nesta perspectiva o sinal de saída s possuirá uma componente produzida por $e_d G_d$ e outra devida a $e_i G_i$ onde G_d e G_i se referem às funções de transferência entre a saída e as entradas desejadas e interferências respectivamente. Por outro lado, as entradas modificadoras influenciam G_d e

G_i através de G_{mi} e G_{md} respectivamente reflectindo-se numa perturbação da saída. De forma a tornar mais claro o conceito de interferência e perturbação, considere-se o seguinte exemplo:

A medição da intensidade da radiação solar global incidente numa superfície é efectuada por um piranómetro. Considere-se, alegoricamente, que este aparelho é constituído por um foto-díodo e um amplificador operacional como conversor corrente-tensão. Devido à influência da temperatura no comportamento dos díodos, esta pode ser vista como sendo uma interferência e_i com um qualquer factor de influência G_i . Adicionalmente, e como alterações na temperatura também afectam o ganho do amplificador, a temperatura também pode ser vista como uma entrada modificadora cujo factor de influência G_{md} se reflecte numa perturbação do ganho no amplificador.

De forma a minimizar a influência das entradas modificadoras e das interferências no sinal de saída, é desejável fazer G_i , G_{md} e G_{mi} tão pequenos quanto possível. Os efeitos das perturbação podem ser compensadas recorrendo a uma ou mais das seguintes estratégias:

- Projecto de sistemas de medida o mais insensíveis possível às interferências (ex. recorrendo a blindagens e utilizando montagens que permitam compensar a influência das grandezas parasitas).
- Método da realimentação negativa como forma de reduzir os efeitos de entradas modificadoras [1].
- Se o espectro dos sinais de interesse e das perturbações não se sobrepuserem, a utilização de técnicas de filtragem pode revelar-se uma técnica eficaz.

1.2 Sistemas de Medida

O sensor, como primeiro elemento da cadeia de medida, é a fonte determinante do sinal eléctrico que o resto da cadeia deve tratar e explorar. É da qualidade do sensor que depende, por um lado, a mais ou menos concordância entre o valor medido e o real e por outro, os limites da incerteza sobre o valor medido.

Nota: A adaptação do sensor à cadeia de medida implica que esta última não adicione ao sinal inicial incertezas ou limitações superiores aquelas fornecidas pelo sensor [2].

Desta forma, sendo o sensor o elemento que mais fortemente influencia as características de todo o sistema de medida, é importante descrever o seu comportamento. Numa grande parte dos sistemas de medida a quantidade a ser medida varia tão lentamente que é apenas necessário conhecer as suas características estáticas. No caso de variações rápidas da variável mensurada então outras características devem ser tidas em consideração.

1.2.1 Características Estáticas

Esta secção introduz um conjunto de conceitos relacionados com a avaliação do desempenho para instrumentos de medida. Mais concretamente trata-se de estabelecer um conjunto de critérios que descrevam o comportamento de sensores quando as variáveis a medir não variam ou variam lentamente durante a operação de medição.

Apesar da existência de diversos conceitos na instrumentação e metrologia para caracterizar, no domínio da invariância temporal da quantidade a medir, o desempenho dos sensores, nesta secção o comportamento deste tipo de dispositivos será caracterizado tendo em conta os seguintes parâmetros: precisão, sensibilidade, linearidade e resolução. Adicionalmente serão também objecto de estudo os diversos tipos de erros estáticos associados aos processos de medição.

1.2.1.1 Exactidão, Precisão e Sensibilidade

A escolha de um sensor para uma dada aplicação deve ser efectuada atendendo não só às características do processo a medir mas também ao objectivo final das medidas efectuadas. Assim sendo, e de uma forma relativamente óbvia, um sensor deve ser escolhido de acordo com o seu intervalo de funcionamento, i.e. supondo que se pretende medir temperaturas no intervalo entre $0^{\circ}C$ e $200^{\circ}C$ nunca poderá ser equacionada a possibilidade de utilizar um sensor cuja gama dinâmica de medida esteja entre $-100^{\circ}C$ e

100°C. Assim, o intervalo de funcionamento deve ser escolhido de forma a garantir que a resposta do sensor ainda está relacionada com o estímulo.

Complementarmente, e atendendo à aplicação final a que se destinam as medidas, conceitos tais como exactidão, precisão e sensibilidade devem ser considerados na escolha de um sensor. Por exemplo um traçado de ECG deve possuir características diferentes se a sua utilização final for para monitorização ou para diagnóstico.

Assim sendo, designa-se por **exactidão** ou **fidelidade** a qualidade que caracteriza a capacidade de um sensor fornecer resultados próximos do valor real da quantidade medida. Um sensor será tanto mais exacto quanto menor for a diferença entre o valor medido e o verdadeiro. Em sensores comerciais a exactidão é fornecida pelo fabricante podendo ser especificada através dos erros relativo (1.3) e absoluto (1.4).

$$\Delta = |r - m| \quad (1.3)$$

$$\delta = \left| \frac{r - m}{r} \right| \quad (1.4)$$

Onde r se refere ao valor real da quantidade de entrada e m ao valor medido pelo sensor.

Por outro lado a **precisão** caracteriza a dispersão das respostas de um sensor, independentemente do erro entre o valor medido e o real, quando submetido ao mesmo estímulo e sobre condições idênticas, i.e. afere a sua repetibilidade. Note-se que precisão e exactidão são conceitos diferentes podendo um sensor ser preciso e não ser exacto. Para um conjunto N de medidas de uma dada quantidade, a precisão de um sensor pode ser quantificada estatisticamente pelo desvio padrão.

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (s_i - \bar{s})^2}{N - 1}} \quad (1.5)$$

Outra característica importante que deve ser considerada na escolha de um sensor é a sua **sensibilidade**. A sensibilidade de um sensor pode ser definida como sendo a relação entre a variação da saída do sensor e a variação correspondente da grandeza a medir. Um sensor é muito sensível quando uma pequena variação do estímulo de entrada provoca uma grande variação na sua saída.

Geometricamente a sensibilidade não é mais do que a inclinação da curva de calibração. Para um sensor cuja saída está relacionada com a entrada e por intermédio da equação $s = f(e)$, a sensibilidade S no ponto e_x é:

$$S(e_x) = \left. \frac{ds}{de} \right|_{e=e_x} \quad (1.6)$$

A unidade em que a sensibilidade é exprimida depende do principio em que é baseado o sensor e das ordens de grandeza em jogo. Exemplos disso são sensibilidades expressas por $\Omega/^\circ C$ ou mV/cm^3 .

Nota: O valor da sensibilidade, sobre determinadas condições de emprego, é fornecido pelo fabricante.

Uma qualidade desejável nos sensores é possuir uma elevada, e se possível constante, sensibilidade. Particularmente, é um dos problemas importantes de concepção e utilização de um sensor que a sua sensibilidade seja constante e que dependa o menos possível [2]:

- Do valor da variável de entrada.
- Do desgaste e envelhecimento do sensor.
- De grandezas de influência que não são objecto da medida.

1.2.1.2 Linearidade e Resolução

Um sensor é dito linear, em torno de um determinado intervalo de medida, se a sua sensibilidade for independente dos valores da variável a medir, i.e. a linearidade indica até que ponto a sensibilidade de um sensor é constante. Geometricamente a linearidade descreve a proximidade entre a curva de calibração e uma recta especificada. Essa recta pode ser obtida de diversas

formas dando origem a medidas de não-linearidade distintas. Por exemplo para o cálculo da linearidade independente a recta é definida recorrendo ao método dos mínimos quadrados. Já a linearidade integral é calculada como sendo o desvio máximo da curva de calibração relativamente a uma recta traçada do início para o fim da escala. Considerando uma curva de calibração igual aquela representada na figura 4, as medidas de linearidade independente e integral podem ser expressas, em percentagem do valor de fim de escala, como:

$$L_{IND} = \frac{|CD|}{|FI|} \times 100 \quad (\%) \quad (1.7)$$

$$L_{INT} = \frac{|AB|}{|FI|} \times 100 \quad (\%) \quad (1.8)$$

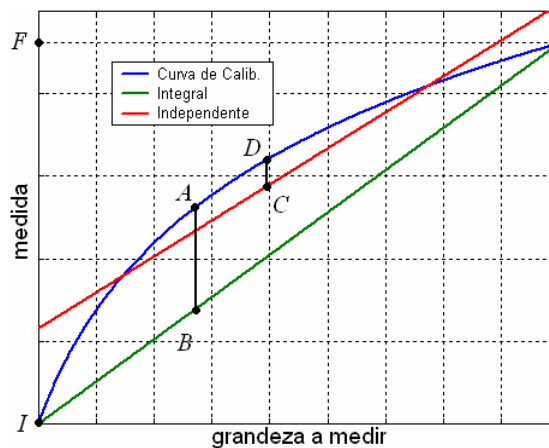


Fig. 4. Medidas de Não-Linearidade Integral e Independente.

Entre outros factores, aqueles que mais directamente influenciam a linearidade são a resolução e a histerese. Define-se **resolução** como sendo o menor dos incrementos da grandeza a medir que pode ser detectado, sem ambiguidades, pelo sensor. Por exemplo para um conversor A/D de 8bits, a sua resolução é de uma parte em 256. A histerese refere-se à diferença que se observa na saída de um sensor quando a mesma entrada é aplicada segundo direcções distintas. Este fenómeno pode ter origem em atritos mecânicos, folgas ou características dos próprios circuitos.

No fim de contas será a linearidade um conceito determinante na escolha de um sensor?

Se nos reportarmos à época em que as cadeias de medida eram puramente analógicas, a linearidade desempenhava um papel muito importante visto que, para sensores com respostas lineares ou linearizáveis a conversão da leitura para o valor medido era facilmente obtido a menos de um factor multiplicativo e, possivelmente, de um deslocamento constante. Este tipo de cálculos era realizado facilmente recorrendo, por exemplo, a amplificadores analógicos. Já para sensores não-lineares as operações de conversão poderiam requerer uma electrónica bastante mais complexa. Contudo actualmente com a incorporação de μC e μP nas cadeias de medida, existe maior interesse na precisão do que na linearidade visto ser fácil através de, por exemplo tabelas, linearizar o comportamento do sensor [1].

1.2.1.3 Erros Sistemáticos e Erros Aleatórios

Além das propriedades já enumeradas sobre os sensores, deve tomar-se em consideração o facto de que a operação de medida introduz erros que devem, a todo o custo, ser eliminados ou mantidos em intervalos aceitáveis. Estes erros, introduzidos no sinal por cada elo da cadeia de medida, podem ser decompostos em duas componentes:

- Erros Sistemáticos
- Erros Aleatórios

Os erros **sistemáticos** referem-se a perturbações que introduzem um deslocamento constante entre o valor real e o medido. Este tipo de erros podem ser corrigidos desde que as causas da sua origem sejam detectadas. De entre muitas outras, as causas de erros sistemáticos podem devem-se a:

- Má calibração do aparelho (ex. ajuste de zero e fim de escala de um voltímetro analógico) e má utilização da instalação de medida.
- Valor errado das referências.
- Erro por efeito de carga. A presença de um sensor pode modificar de forma apreciável o valor da entidade a ser medida.
- Introdução de simplificações nos modelos matemáticos usados para medições indirectas.
- Não linearidades da resposta de um instrumento assumido como linear.

- Influências de parâmetros exteriores afectando o sensor.

A presença deste tipo de erros pode ser estabelecida por duas séries de medidas efectuadas sobre a mesma entidade e sobre as mesmas condições efectuadas recorrendo a dois métodos de medida distintos, dois instrumentos diferentes ou modificando as condições de medida. Adicionalmente, alguns tipos de erros podem ser detectados no processo de calibração como é exemplo aqueles ilustrados na figura subsequente.

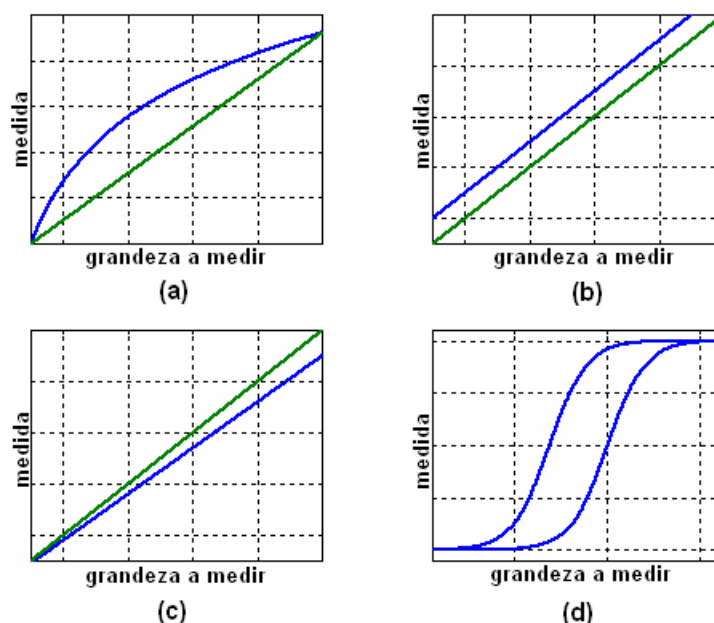


Fig. 5. Erros de: (a) linearidade (b) *offset* (c) sensibilidade (d) histerese.

Numa qualquer cadeia de medida, se as causas dos erros sistemáticos forem completamente eliminadas, então a incerteza nos valores medidos devem-se a erros do tipo aleatório. Este tipo de erros traduzem-se por variações imprevisíveis na medida provocados por causas tais como sinais aleatórios induzidos por f.e.m's parasitas. Contudo, e ao contrário dos sistemáticos, os erros aleatórios podem ser controlados aumentando o número de medidas e recorrendo à análise estatística. Neste contexto, a média e o desvio padrão são alguns parâmetros estatísticos importantes.

Os erros aleatórios normalmente seguem uma distribuição normal cujas principais propriedades são [1]:

- Erros aleatórios positivos e negativos com o mesmo valor absoluto tem a mesma probabilidade de ocorrer.
- Erros aleatórios são menos prováveis com o aumento do seu valor absoluto.
- Quando o número de medidas aumenta, a média aritmética dos erros aleatórios numa amostra tende para zero.

Um dos procedimentos aconselhados de forma a minimizar alguns tipos de erros aleatórios consiste na protecção de sinais ou sensores críticos com blindagens ligadas à massa.

1.2.2 Características Dinâmicas

Até ao momento, considerou-se apenas o caso em que o sinal de excitação do sensor não varia ou varia muito lentamente durante o processo de medida. Contudo este facto nem sempre se verifica, sendo portanto necessário desenvolver formas de caracterizar o comportamento do sensor para os casos em que a quantidade de entrada varia significativamente no tempo. De facto, na prática, a maior parte dos sensores possui respostas diferentes para gamas de frequências diferentes do sinal de entrada devido à presença, propositada ou parasita, de elementos cujo comportamento, também ele, é função da frequência. Dentro dessa classe de elementos encontram-se, por exemplo, indutâncias e capacitâncias.

Por esta razão a caracterização do comportamento dinâmico de um sensor é muito importante, definindo-se um vasto leque de características especificadas tanto no domínio do tempo como da frequência. Para este efeito quantidades variáveis, tais como entradas em degrau ou sinusóides, são aplicadas à entrada do sensor registando-se posteriormente o sinal de saída resultante.

Da relação entrada/saída, como já foi mencionado anteriormente, os sensores podem ser classificados como sendo de ordem zero, primeira ordem ou ordem superior. A ordem do sensor influencia a sua precisão e velocidade estando

intimamente ligada ao número de elementos “armazenadores” de energia independentes tais como indutâncias e capacitâncias [1].

Metrológicamente, um sensor pode ser caracterizado dinamicamente por parâmetros tais como tempo de resposta, erro dinâmico ou largura de banda. O tempo de resposta pode ser entendida como sendo o tempo que decorre após uma variação do sinal de entrada até que o sinal de saída atinja, dentro de limites especificados, o seu valor em regime permanente e nele se mantenha. Por sua vez o erro dinâmico refere-se à diferença entre o valor indicado e o valor real para a quantidade medida quando o erro estático é nulo [1].

É de salientar que estas e outras características devem ser tidas em consideração na escolha de um sensor por forma a que este se adapte o mais eficazmente possível ao processo a medir.

Nos itens que se seguem leva-se a cabo um estudo abreviado de algumas características dinâmicas para sensores modeláveis matematicamente por equações diferenciais lineares de coeficientes constantes. Mais concretamente, serão objecto de análise, no domínio dos tempos e das frequências, sistemas descritos por equações diferenciais de ordem zero, primeira e segunda ordem.

1.2.2.1 Sistemas de Ordem Zero

Para sensores modeláveis por este tipo de sistema, a saída está relacionada com a entrada através de uma equação do tipo:

$$s(t) = k \cdot e(t) \tag{1.9}$$

Onde $s(t)$ se refere ao sinal de saída do sensor e $e(t)$ ao sinal de excitação. Para dispositivos desta natureza, o seu comportamento é caracterizado apenas pelo factor constante k designado por sensibilidade estática. É imediato observar que a saída do sensor é independente da frequência do sinal de entrada. Como consequência deste facto, o seu erro dinâmico é zero e a sua largura de banda é infinita.

1.2.2.2 Sistemas de Primeira Ordem

Para este tipo de sensores, a relação entre a entrada $e(t)$ e a saída $s(t)$ é descrita genericamente pela seguinte equação diferencial:

$$a \cdot \frac{ds(t)}{dt} + b \cdot s(t) = e(t) \quad (1.10)$$

Recorrendo à transformada de Laplace, a função de transferência para esta classe de dispositivos possui a seguinte forma:

$$\frac{S(s)}{E(s)} = \frac{k}{\tau s + 1} \quad (1.11)$$

Onde a sensibilidade estática é dada por $k = b^{-1}$ e a constante de tempo do sistema τ é igual a $a \cdot k$.

Em regime sinusoidal $s = j\omega = j2\pi f$ e $\tau = \omega_c^{-1} = (2\pi f_c)^{-1}$ onde f_c é designada por frequência de corte. Assim sendo a equação (1.9) toma a seguinte forma:

$$\frac{S(jf)}{E(jf)} = k \frac{1}{j \frac{f}{f_c} + 1} \quad (1.12)$$

Como uma grandeza complexa, a equação anterior pode ser representada em termos de magnitude e fase da seguinte forma:

$$\frac{|S(jf)|}{|E(jf)|} = k \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \quad (1.13)$$

$$\psi = -\arctan\left(\frac{f}{f_c}\right) \quad (1.14)$$

É imediato verificar que para sistemas de primeira ordem, e ao contrário do que acontece para sistemas de ordem inferior, a saída é função não só da sensibilidade estática mas também de um factor dependente da frequência do sinal de excitação.

O tempo de resposta para sensores modelados por de equações diferenciais de primeira ordem pode ser aferido a partir da sua resposta ao degrau. Assim, a saída do sensor quando sujeito a uma entrada deste tipo é dada pela seguinte equação (considerando nulas as condições iniciais):

$$s(t) = k \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (1.15)$$

O aspecto gráfico da resposta ao degrau para um sistema com apenas um pólo é ilustrado na figura que se segue.

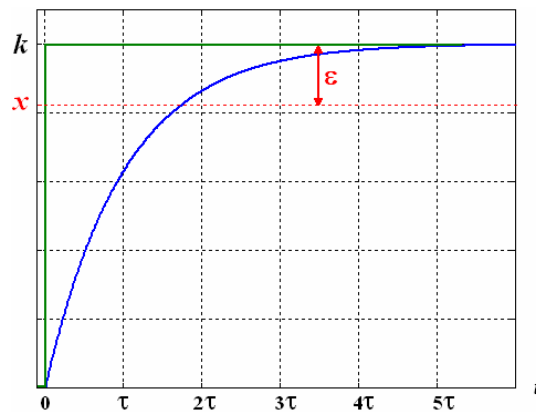


Fig. 6. Tempo de resposta para um sistema de 1ª ordem.

O tempo de resposta pode ser definido como sendo o intervalo de tempo decorrido deste a variação do sinal de entrada até que o sinal de saída atinja, dentro de um limite convencional de erro ϵ , o seu valor em regime permanente. Definindo o erro ϵ como sendo:

$$\epsilon(\%) = \frac{k - x}{k} \times 100 \quad (1.16)$$

Então atendendo a (1.14) e (1.15) o tempo de resposta t_R para um sistema de primeira ordem pode ser obtido analiticamente da seguinte forma:

$$\epsilon(\%) = \frac{1}{k} \left(k - k \left(1 - e^{-\frac{t_R}{\tau}} \right) \right) \times 100 \quad (1.17)$$

Resolvendo em ordem a t_R vêm que:

$$t_R = \tau (\ln(100) - \ln(\epsilon(\%))) \approx \tau (4.6 - \ln(\epsilon(\%))) \quad (1.18)$$

Para sistemas aproximados por este tipo de equações diferenciais, o erro dinâmico está fortemente dependente da forma de onda do sinal de excitação. De facto, se definirmos matematicamente erro dinâmico como sendo:

$$\varepsilon_d = \lim_{t \rightarrow \infty} \left(1 - k^{-1} \left| \frac{s(t)}{e(t)} \right| \right) \quad (1.19)$$

(uma espécie de erro em regime permanente) o erro dinâmico é nulo para entradas em degrau e igual a $1 - \left(1 + (\omega\tau)^2 \right)^{-\frac{1}{2}}$ para entradas sinusoidais.

1.2.2.3 Sistemas de Medida de Segunda Ordem

A relação entre a saída e a entrada para um sistema de 2ª ordem é descrita pela seguinte equação diferencial ordinária:

$$a \cdot \frac{d^2s(t)}{dt^2} + b \cdot \frac{ds(t)}{dt} + c \cdot s(t) = e(t) \quad (1.20)$$

Cuja função de transferência, no domínio de Laplace, possui o seguinte aspecto:

$$\frac{S(s)}{E(s)} = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1.21)$$

Onde k representa a sensibilidade estática, ζ o coeficiente de amortecimento e ω_n a frequência natural (não amortecida) do sensor. Estes coeficientes podem ser determinados em função dos parâmetros a , b e c da equação diferencial original da seguinte forma: $k = c^{-1}$, $\zeta = b(4ac)^{-\frac{1}{2}}$ e $\omega_n^2 = ac^{-1}$.

A resposta em frequência é obtida algébricamente pelas seguintes equações:

$$\psi = -\arctan \left(2\zeta \frac{f}{f_n} \cdot \left(1 - \left(\frac{f}{f_n} \right)^2 \right)^{-\frac{1}{2}} \right) \quad (1.22)$$

$$\frac{|S(jf)|}{|E(jf)|} = k \cdot \left(\sqrt{\left(1 - \left(\frac{f}{f_n}\right)^2\right)^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{f}{f_n}\right)^2} \right)^{-1} \quad (1.23)$$

A partir destas observa-se que a resposta em frequência depende, não só da frequência de corte, mas também do coeficiente de amortecimento como se mostra na figura 7 para três valores distintos de ζ .

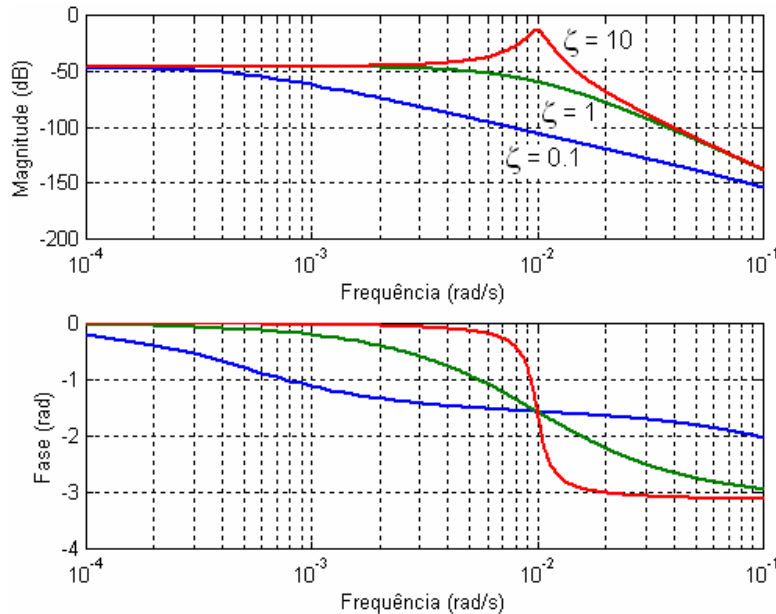


Fig. 7. Resposta em frequência para diferentes coeficientes de amortecimento.

No que diz respeito à resposta ao degrau, três situações possíveis devem ser consideradas:

- Se $0 < \zeta < 1$,

Se o coeficiente se encontrar dentro deste intervalo então a resposta do sistema diz-se sub-amortecida. Para estes casos o regime transitório é periódico amortecido e a sua resposta é descrita pela seguinte expressão:

$$s(t) = k \left(1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \cdot \sin\left(\sqrt{1-\zeta^2} \cdot \omega_n t + \sin^{-1}\left(\sqrt{1-\zeta^2}\right)\right) \right) \quad (1.24)$$

- Se $\zeta = 1$,

Para estes casos a resposta do sistema diz-se criticamente amortecida sendo a sua resposta temporal dada analiticamente pela seguinte expressão:

$$s(t) = k(1 - (1 + \omega_n t)e^{-\omega_n t}) \quad (1.25)$$

Pela igualdade anterior observa-se que, ao contrário da saída para coeficientes de amortecimento inferiores à unidade, a resposta não é periódica.

- Se $\zeta > 1$,

O sistema diz-se sobre-amortecido quando esta condição se verifica e a sua saída é aperiódica sendo descrita matematicamente por:

$$s(t) = k \left(1 - \frac{\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \cdot e^{(-\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n t} + \frac{\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \cdot e^{(-\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n t} \right) \quad (1.26)$$

Apesar das diferenças de comportamento da saída do sistema para diferentes valores de amortecimento, observa-se a existência de um denominador comum entre todas as expressões. Com efeito, para além do valor de ζ , a resposta é determinada também pelo produto $\omega_n t$. De forma a validar esta afirmação atenda-se à seguinte figura:

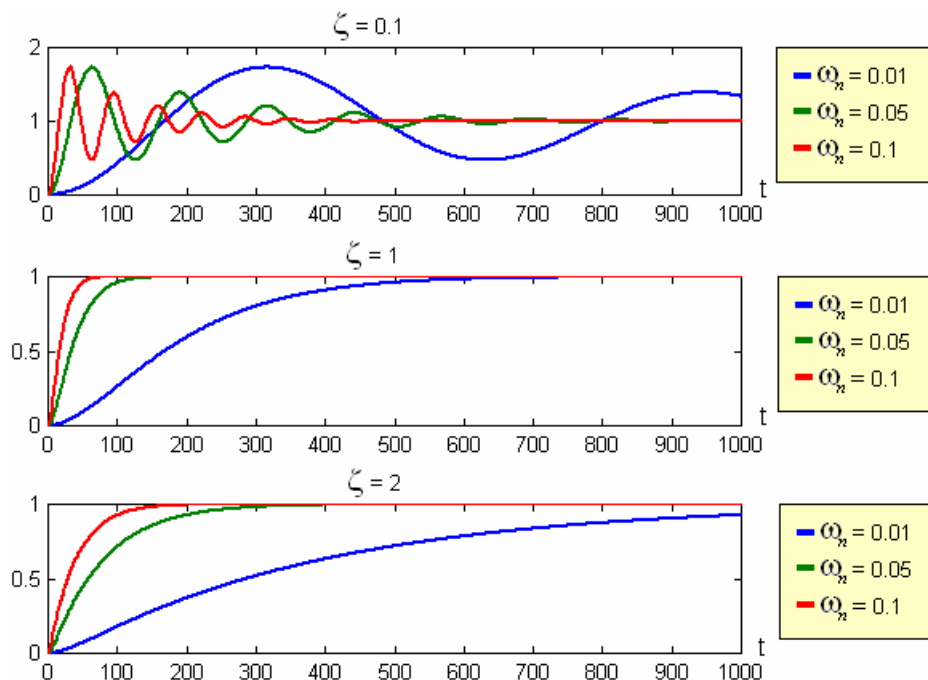


Fig. 8. Resposta temporal em função de ω_n .

Para cada um dos três tipos possíveis de repostas de um sistema de 2ª ordem fez-se variar a frequência natural. Observa-se que à medida que se aumenta

ω_n , o tempo de resposta dos sistemas vai diminuindo, i.e. a saída tende tão mais rapidamente para o seu valor em regime permanente quanto maior for o valor da sua frequência natural não amortecida. Assim sendo, uma estimativa do tempo de resposta pode ser dado a partir do valor de ω_n .

Relativamente ao erro dinâmico para um sistema de 2ª ordem, este não depende apenas da forma de onda do sinal de entrada mas também dos parâmetros que definem o regime dinâmico do sistema. Mais concretamente do seu coeficiente de amortecimento e da sua frequência natural não amortecida. Pela figura anterior verifica-se que, para uma entrada em degrau, o erro dinâmico é nulo para qualquer um dos diferentes tipos de resposta.

1.3 Sensores Passivos

Como já inicialmente referido, no presente texto a distinção entre tipos de sensores é feita com base na sua característica eléctrica de saída, i.e. activos ou passivos. Dentro desta dicotomia, nesta secção trata-se de alguns dos exemplares mais comuns de sensores passivos cuja variável dependente é a impedância.

Neste contexto serão apresentados sensores do tipo resistivo, capacitivo e indutivo sob o ponto de vista do seu princípio de funcionamento, concepção e características metrológicas típicas.

1.3.1 Sensores Resistivos

Em termos dos seus componentes estruturais, a resistência eléctrica de um material é dada por:

$$R = \rho \cdot \frac{l}{\phi} \quad (1.27)$$

Onde a resistividade ρ é um factor que depende do tipo de material e da temperatura a que o corpo se encontra. A variável l refere-se ao comprimento e ϕ à secção do material. Atendendo à expressão anterior verifica-se que uma

variação da resistência pode ocorrer, de entre outras formas, através de variações na sua geometria ou através de variações na temperatura a que o material está sujeito. Assim sendo, um vasto leque de características físicas são passíveis de serem mensuradas recorrendo a sensores resistivos. Nesta secção serão objecto de revisão dispositivos sensíveis a grandezas físicas tais como deslocamento, pressão, temperatura ou radiação electromagnética.

1.3.1.1 Potenciómetros

A forma mais simples de um sensor resistivo é o potenciómetro. Este é composto por um elemento resistivo R_x sobre o qual se desloca, de uma forma linear ou angular, um contacto eléctrico móvel designado por cursor. Na figura que se segue ilustram-se alguns tipos comerciais de potenciómetros angulares.



Fig. 9. Aspecto exterior de alguns tipos de potenciómetros.

O tipo de elemento resistivo R_x depende da aplicação e do processo de fabrico podendo ser bobinado ou de pista condutora. Os potenciómetros bobinados são constituídos por um condutor (por exemplo cromo-níquel) enrolado à volta de um núcleo isolante. Neste tipo de potenciómetros o cursor, no processo de movimentação de uma espira para outra, faz variar a tensão de saída de uma forma descontínua (em saltos) resultando numa baixa resolução do sensor.

Por outro lado, os potenciómetros de pista condutora são compostos normalmente por filme de carbono possuindo uma resolução teoricamente infinita. No entanto estes últimos possuem um coeficiente de temperatura mais elevado que os bobinados o que se traduz em maiores influências na exactidão do sensor quando presente a variações de temperatura. Estas variações tanto

podem acontecer por acção ambiental externa como por um processo interno de aquecimento devido à dissipação de potência por efeito de Joule.

Os potenciómetros, como sensores de deslocamento linear ou angular, convertem (indirectamente) um movimento de translação ou rotação numa diferença de potencial (figura 10).

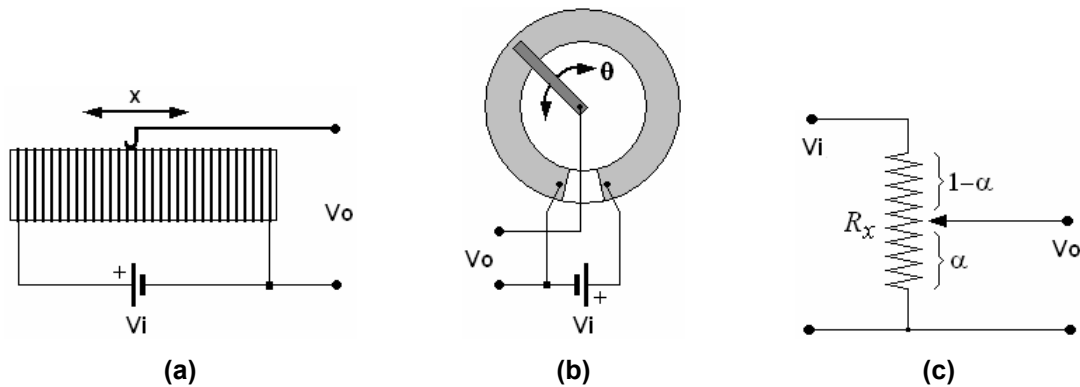


Fig. 10. (a) Deslocamento linear (b) deslocamento angular (c) Esquema eléctrico.

Considerando o esquema da figura 10 (c), com uma tensão constante V_i à entrada a d.d.p. V_o é uma fracção da tensão de entrada que depende, de entre outros factores, da razão R_o / R_x .

O valor da resistência R_o entre o cursor e uma das extremidades fixas é função quer da posição relativa do cursor quer da própria concepção da resistência fixa. Relativamente a esta última, se a pista tem uma resistência uniforme ao longo do percurso então existe uma relação linear entre a posição do cursor e o valor da resistência R_o . Se essa relação linear se verificar então a resistência de saída é igual a uma percentagem α da resistência de entrada, percentagem essa dada pela razão entre o deslocamento presente e o deslocamento máximo do cursor (ex. se o cursor estiver posicionado a 50% do seu valor máximo então $\alpha = 0.5$). Neste contexto, a relação entre a tensão de saída V_o e a razão de deslocamento do cursor α é linear e é dada por:

$$V_o = \frac{\alpha R_x}{\alpha R_x + (1 - \alpha) R_x} V_i = \alpha V_i \quad (1.28)$$

Que não é mais do que a função de transferência de um sistema de ordem zero.

Nota: O modelo acima apresentado para o potenciômetro é um modelo simplificado apenas válido sobre algumas condições [2].

Uma característica importante a ter em consideração quando se empregam este tipo de sensores é o erro de medida introduzido por efeito de carga. Este efeito é devido à resistência de entrada R_i de um qualquer dispositivo usado para medir o valor da queda de tensão entre os terminais de saída (fig. 11).

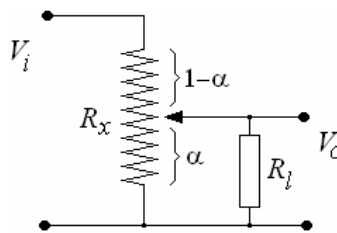


Fig. 11. Esquema de um potenciômetro com uma carga à sua saída.

Na verdade a relação apresentada em (1.28) só é válida se a resistência de carga R_i é infinita. Para cargas finitas, a função de transferência do circuito passa a ter o seguinte aspecto:

$$V_o = \frac{\alpha R_x // R_i}{\alpha R_x // R_i + (1-\alpha)R_x} V_i \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha R_i}{R_i + \alpha R_x - \alpha^2 R_x} \quad (1.29)$$

Onde $\alpha \in [0,1]$ se refere à percentagem do deslocamento (linear ou angular).

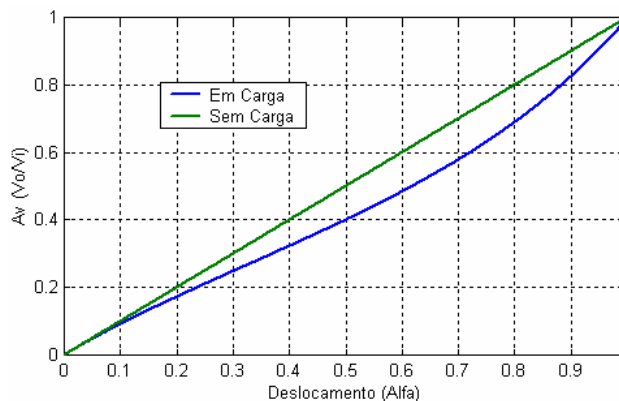


Fig. 12. Efeito da resistência de entrada na linearidade.

Por inspeção visual à expressão anterior, verifica-se que o efeito de carga transforma a relação linear entre tensão de saída e o deslocamento α numa relação não linear. De modo a ilustrar este efeito mostra-se na figura 12 a

resposta do potenciómetro sobre duas condições distintas: sem carga e com uma carga igual à sua resistência R_x .

De forma a minimizar este problema, circuitos condicionadores de sinal com elevada impedância de entrada são normalmente utilizados a jusante do potenciómetro como se verá mais adiante.

Apesar do baixo custo destes sensores, as suas desvantagens são evidentes:

- Envelhecimento e má repetibilidade
- Resolução finita se forem bobinados.
- Largura de banda muito limitada.

1.3.1.2 Extensómetros

Um extensómetro (*strain gauge*) é um elemento sensor com base num condutor ou semiconductor cuja resistência varia em função da deformação a que está sujeito. Devido ao elevado número de parâmetros mecânicos que se podem traduzir, directa ou indirectamente, a partir da deformação nos corpos, este tipo de dispositivo possui um largo espectro de aplicação desde a medição de deslocamentos e vibrações até à medição de pressões ou binários.

Conceptualmente, o funcionamento deste tipo de sensores assenta no facto, já referido, de que variações na geometria de um corpo se traduzem em variação da resistência segundo a lei (1.27). No caso particular de um condutor de comprimento l , secção recta ϕ e resistividade ρ , se este for submetido a uma tensão F no sentido longitudinal (axial) que provoque uma variação de comprimento do condutor de l para $l + \Delta l$ então a sua resistência irá variar de R para $R + \Delta R$. De modo a estabelecer a relação entre uma variação infinitesimal da resistência em função de uma variação elementar da tensão aplicada, diferencia-se (1.27) em ordem a F ficando:

$$\frac{dR}{dF} = \frac{d}{dF} \left(\rho \frac{l}{\phi} \right) = \frac{l}{\phi} \cdot \frac{d\rho}{dF} + \frac{\rho}{\phi} \cdot \frac{dl}{dF} - \frac{\rho}{\phi^2} l \cdot \frac{d\phi}{dF} \quad (1.30)$$

Escrevendo de outra forma vêm:

$$\frac{dR}{dF} = \frac{R}{\rho} \cdot \frac{d\rho}{dF} + \frac{R}{l} \cdot \frac{dl}{dF} - \frac{R}{\phi} \cdot \frac{d\phi}{dF} \quad (1.31)$$

e finalmente

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l} - \frac{d\phi}{\phi} \quad (1.32)$$

Desta última expressão conclui-se que a variação relativa da resistência do condutor quando é distendido no sentido longitudinal é função da deformação axial relativa dl/l e, possivelmente da deformação relativa da secção $d\phi/\phi$ e da variação relativa da resistividade.

Será que a deformação de um condutor no sentido axial resulta apenas numa deformação axial?

De facto **não**. Acontece que qualquer material sujeito a uma força ao longo de um eixo sofre uma deformação não só no sentido desse eixo mas também no sentido perpendicular, i.e. um corpo comprime-se lateralmente quando é distendido longitudinalmente. Esta ideia está esquematizada na figura que se segue para um condutor cilíndrico de comprimento l e diâmetro λ .

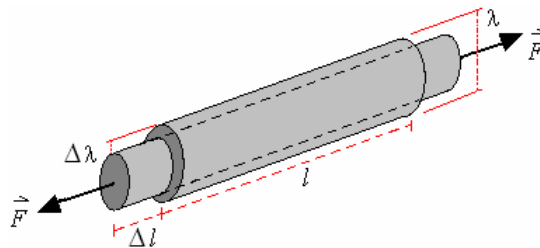


Fig. 13. Efeito de uma força axial na deformação de um condutor cilíndrico.

Assim, existe uma relação de proporcionalidade entre a deformação relativa axial e a deformação relativa transversal que é dada pela lei de Poisson:

$$\frac{d\lambda}{\lambda} = -\nu \frac{dl}{l} \quad (1.33)$$

onde ν é o coeficiente de Poisson que, para as ligas metálicas normalmente usadas nos extensómetros, possui um valor em torno de 0.3. Note-se ainda que a relação de proporcionalidade entre λ e l é negativa o que indica que quando aumentamos uma diminuímos a outra.

Para o caso particular em que o condutor possui secção transversal circular i.e.

$$\phi = \frac{\pi}{4} \lambda^2 \text{ então:}$$

$$d\phi = d\left(\frac{\pi}{4} \lambda^2\right) = 2 \cdot \frac{\pi}{4} \lambda \cdot d\lambda = 2 \cdot \frac{\pi}{4} \lambda^2 \cdot \frac{d\lambda}{\lambda} = 2\phi \cdot \frac{d\lambda}{\lambda} \quad (1.34)$$

Assim,

$$\frac{d\phi}{\phi} = 2 \cdot \frac{d\lambda}{\lambda} = -2\nu \cdot \frac{dl}{l} \quad (1.35)$$

Substituindo em (1.32) vem:

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l}(1+2\nu) = G \frac{dl}{l} \quad (1.36)$$

Onde $G = \frac{dR/R}{dl/l} = 1 + 2\nu + \frac{d\rho/\rho}{dl/l}$ é designada por **sensibilidade** ou **constante**

do extensómetro. Para os metais que compõem, de forma geral, este tipo de dispositivos (vulgarmente cobre e níquel), a constante G situa-se em torno de 2. [1]

Adicionalmente, verifica-se que a resistividade de um material também se altera como resultado da deformação mecânica a que este é sujeito. À variação da resistividade face a uma deformação é designado por **efeito piezoresistivo**.

No caso dos metais, a variação relativa da resistividade pode ser aferida atendendo a que a percentagem de modificação da resistividade e volume são proporcionais. A relação entre estas duas quantidades é descrita pela seguinte expressão:

$$\frac{d\rho}{\rho} = B \frac{dV}{V} \quad (1.37)$$

onde B é a constante de Bridgman, que varia entre 1.13 e 1.15 para as ligas normalmente utilizadas nos extensómetros [2]. Assim sendo, e particularizando para um condutor cilíndrico de volume $V = l \cdot \phi$,

$$dV = d(l \cdot \phi) = \phi \cdot dl + l \cdot d\phi = l \cdot \phi \cdot \frac{dl}{l} + l \cdot \phi \cdot \frac{d\phi}{\phi} \quad (1.38)$$

Simplificando fica:

$$\frac{dV}{V} = \frac{dl}{l} + \frac{d\phi}{\phi} \quad (1.39)$$

Substituindo (1.35) e (1.39) em (1.37), para um condutor cilíndrico a variação relativa da resistividade possui a seguinte dependência:

$$\frac{d\rho}{\rho} = B \frac{dl}{l} (1 - 2\nu) \quad (1.40)$$

E finalmente, substituindo (1.40) em (1.32) vem:

$$\frac{dR}{R} = \frac{dl}{l} (1 + 2\nu + B(1 - 2\nu)) = G \frac{dl}{l} \quad (1.41)$$

É de notar ainda que, a partir do diferencial da resistência medida, é possível quantificar o valor da força a que o extensómetro está sujeito. De facto, e no domínio elástico, existe uma relação entre a deformação sofrida pelo material e a força F que a originou. Esta relação é descrita, para uma dimensão, pela lei de Hooke:

$$\frac{dl}{l} = \frac{1}{Y} \frac{F}{\phi} \quad (1.42)$$

onde Y é uma constante dependente do material e denominada de módulo de Young. Assim sendo, conhecidos os valores de Y e G , a força de deformação pode ser expressa em função do diferencial de resistência da seguinte forma:

$$F = \frac{Y\phi}{G} \frac{dR}{R} \quad (1.43)$$

O raciocínio derivado até agora diz respeito apenas a extensómetros de ligas metálicas. Para dispositivos deste tipo com base em materiais semicondutores, a variação da resistência com a deformação é dominada pelo efeito piezoresistivo. Num extensómetro semicondutor o coeficiente piezoresistivo depende, além da sua natureza ou tipo de dopagem (p ou n), da orientação do extensómetro relativamente à força de deformação.

Ao contrário dos extensómetros de base metálica, os **extensómetros semicondutores** possuem uma relação não-linear entre a variação relativa da resistência e a deformação axial relativa podendo ser aproximada pela seguinte expressão:

$$\frac{dR}{R} = k_1 \frac{dl}{l} + k_2 \left(\frac{dl}{l} \right)^2 \quad (1.44)$$

Onde os coeficientes k_1 e k_2 dependem das características do semicondutor como por exemplo o seu grau de dopagem. (em [1] são dados alguns valores típicos para essas constantes tanto para semicondutores do tipo p como semicondutores do tipo n). Apesar da sua não-linearidade e um coeficiente térmico superior, este tipo de extensómetros possui uma maior sensibilidade (entre 100 e 200) o que lhes permite medir deformações de menor amplitude.

Em termos de concepção, normalmente um extensómetro metálico consiste num padrão formada por um condutor filiforme (feito à base de ligas de níquel como por exemplo o *constantan*) unido a um material de suporte isolante como se mostra pela figura que se segue.

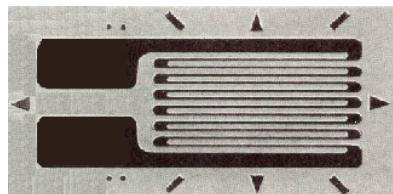


Fig. 14. Aspecto de um extensómetro comercial.

A base de suporte permite a manipulação do extensómetro, isola o sensor do objecto em estudo e é também responsável pela transmissão da carga aplicada ao dispositivo de medir. De facto, o extensómetro, no seu conjunto, é colado literalmente à estrutura a estudar na direcção paralela à tensão de forma a que a deformação do sensor seja solidária com a deformação sentida pelo objecto em estudo.

Valores padrão de resistência para extensómetros metálicos situam-se entre os 100Ω e os $5K\Omega$. De modo a estes valores de resistência poderem ser obtidos sem recorrer a um comprimento excessivo ou secção demasiado reduzida do condutor, a resistividade das ligas deve ser elevada [2].

É de notar que, tal como para os potenciómetros, uma das principais fontes de erro nestes dispositivos é a variação da temperatura. Como se verá mais adiante, este efeito pode ser compensado automaticamente pelo circuito de condicionamento normalmente utilizado para este tipo de dispositivos.

Finaliza-se este item tecendo algumas considerações de carácter prático para o bom desempenho das medições realizadas com estes sensores. Assim, para uma dada aplicação, o extensómetro deve ser escolhido com base na amplitude das deformações a que este vai estar sujeito, de contrário o limite elástico do material é excedido e o resultado é óbvio. Deve também ser objecto de atenção a ligação entre o sensor e o material garantindo simultaneamente solidariedade e isolação eléctrica entre este e o objecto de medida.

1.3.1.3 Termómetros de Resistência

Um termómetro de resistência (RTD - *Resistive Temperature Detector*) é um sensor baseado na variação da resistência eléctrica de um condutor com a temperatura. Comercialmente, este tipo de sensores existem sobre diversas formas e para diversas gamas de medida (figura 15).

No que se refere à sua concepção, este dispositivo compreende geralmente um condutor de metal bobinado e protegido por um encapsulamento. O tipo de metal utilizado é, em geral, a platina podendo no entanto ser empregue no seu fabrico outro tipo de metais como por exemplo o cobre, o níquel ou o tungsténio.



Fig. 15. Exemplo de um RTD comercial: PT100.

Entre outras, as principais vantagens deste tipo de sensores relativamente a outros dispositivos de medição de temperatura são:

- Elevada sensibilidade
- Elevada repetibilidade e exactidão (da ordem dos $\pm 0.01\%$)
- Comportamento aproximadamente linear em torno de um dado ponto de funcionamento.

Genericamente, e para qualquer metal, a variação da sua resistência com a temperatura pode ser representada por uma expressão da forma:

$$R(T) = R_o \sum_{i=0}^n \alpha_i \cdot \Delta T^i \quad (1.45)$$

Onde R_o se refere à resistência do material a uma temperatura de referência T_o e ΔT diz respeito ao incremento da temperatura relativamente à temperatura de referência. A(s) constante(s) α depende(m) do tipo de metal ou liga metálica. No entanto como a resistência da maior parte dos metais aumenta, numa gama limitada de temperatura, de uma forma aproximadamente linear a relação (1.45) pode ser aproximada por:

$$R(T) = R_o (1 + \alpha \cdot \Delta T) \quad (1.46)$$

Onde α é uma constante positiva designada por coeficiente de temperatura (aproximadamente 0.003 para a platina).

Nota: Para um material poder ser considerado um bom termómetro deve apresentar um coeficiente de temperatura tão elevado quanto possível.

Os valores de resistência R_o são muito variados podendo ir das dezenas de Ω até às dezenas de $K\Omega$ sendo o seu condicionamento de sinal realizado normalmente com base numa ponte de Wheatstone.

Em termos de comportamento dinâmico, o termómetro de resistência possui uma resposta do tipo passa baixo de primeira ordem devido à sua capacidade térmica intrínseca. Tempos de resposta típicos deste tipo de dispositivos situam-se em torno dos 0.5 a 5 segundos devido à sua inércia térmica (aumentada devido ao encapsulamento). É ainda de salientar que, para estes sensores, o fenómeno de variação da resistência é devido tanto a alterações da resistividade do material face à temperatura como a variações da geometria

do material face à mesma entidade (fenómenos de dilatação e contracção dos materiais).

Na concepção de um sistema de medida com base num termómetro de resistência deve ter-se o cuidado de evitar o auto aquecimento do dispositivo sensor devido ao circuito de medida. Assim, e de modo a evitar os efeitos de aquecimento por efeito de Joule, a corrente através destes dispositivos deve ser, em geral, muito menor que 20mA. Adicionalmente deve ser dada atenção a possíveis deformações mecânicas infligidas ao sensor pois este efeito traduz-se, em ultima análise, em erros de medida.

1.3.1.4 Termístores

Ao contrário dos termómetros resistivos examinados anteriormente, os termístores são dispositivos baseados na dependência da resistência de um semiconductor com a temperatura. Adicionalmente, é possível encontrar termístores tanto com coeficientes de temperatura positivos (PTC) como negativos (NTC). Os termístores são aplicados, em geral, para a medição de temperaturas entre os $-60^{\circ}C$ e os $+150^{\circ}C$ com uma precisão de aproximadamente $\pm 0.1\%$.

Apesar da sua baixa precisão e falta de repetibilidade, estes sensores possuem uma elevada sensibilidade térmica permitindo-lhes assim detectar variações de temperatura da ordem dos $10^{-3}^{\circ}C$. Adicionalmente, e devido à sua elevada resistividade, é possível construir unidades de menores dimensões logo com menor inércia. Esta menor inércia térmica implica, em última análise, tempos de resposta mais baixos do que nos RTD's. No entanto exibem uma característica resistência/temperatura altamente não-linear e não conseguem atingir a estabilidade a longo prazo dos termómetros de platina.

Ao nível comercial, os termístores existem sobre várias formas com resistências que podem variar entre as centenas de Ω até às dezenas de $M\Omega$. A figura 16 ilustra um possível aspecto exterior de um termístor.



Fig. 16. Resistência NTC isolada a PVC.

Para termístores do tipo NTC, em torno de uma gama dinâmica limitada, a dependência entre a resistência e a temperatura pode ser aproximada da seguinte forma:

Nota: Existem também modelos matemáticos para as PTC mas a dependência entre a resistência e a temperatura é bastante mais complexa [2].

$$R(T) = R_0 e^{\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (1.47)$$

Onde R_0 é a resistência do termístor à temperatura de referência T_0 (em geral 298K), β é uma constante positiva designada por temperatura característica cujo valor está geralmente compreendido entre os 3000 e 5000K, e T é a temperatura absoluta em graus Kelvin.

Nota: Temperatura em Kelvin = Temperatura em °C +273

Em analogia com os termómetros de resistência o coeficiente de temperatura do termístor (sensibilidade) pode ser definido como:

$$\alpha = \frac{1}{R} \frac{dR(T)}{dT} = - \frac{\beta}{T^2} \quad (1.48)$$

Apesar do seu comportamento não-linear, é possível tornar a sua característica mais linear numa determinada gama de temperaturas por intermédio de uma resistência fixa em paralelo com o termístor como se mostra em baixo.

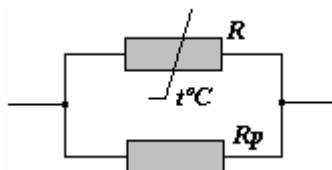


Fig. 17. Linearização por resistência em paralelo.

Para o presente circuito, a resistência equivalente é dada simplesmente por:

$$R_{eq}(T) = \frac{R_p R(T)}{R_p + R(T)} \quad (1.49)$$

Substituindo $R(T)$ por (1.47) e considerando que $R_p = \gamma R_0$, $\gamma \in \mathfrak{R}^+$ então a resistência equivalente é dada pela expressão:

$$R_{eq} = \frac{\gamma R_0 R_0 e^{\beta\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)}}{\gamma R_0 + R_0 e^{\beta\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)}} = \frac{\gamma R_0^2}{R_0 \left(\gamma + e^{\beta\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} \right)} = R_0 \frac{1}{e^{-\beta\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} + \gamma^{-1}} \quad (1.50)$$

Comparando (1.50) com (1.47) verifica-se que a expressão anterior é ainda não-linear em relação à temperatura. Contudo a fracção não-linear pode ser tornada bastante menor quanto mais desprezável for o termo exponencial relativamente a γ^{-1} . Assim quanto menor for a razão R_p/R_0 menor é o peso da componente não-linear na expressão final. Contudo também a sensibilidade é reduzida significativamente com este processo resultando, no limite, a uma insensibilidade total do conjunto $\{R_p, R_t\}$ à temperatura. Esta afirmação pode ser analisada recorrendo à figura que se segue.

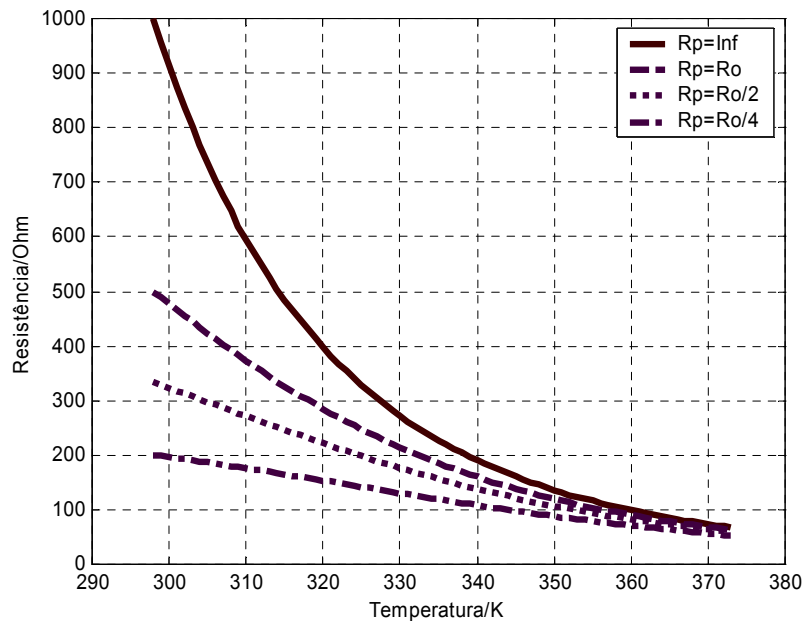


Fig. 18. Relação entre linearidade e sensibilidade para diversos valores de R_p .

Presentemente, e atendendo à facilidade de integração de sistemas de processamento digital nas cadeias de medida, a não-linearidade inerente a este tipo de dispositivos pode ser acomodada, sem perda de sensibilidade, por *software*.

1.3.1.5 Resistências Dependentes da Luz (LDR)

As resistências dependentes da luz ou LDR (*light-dependent resistor*) são dispositivos semicondutores cuja resistência eléctrica pode ser alterada através da incidência de radiação electromagnética com comprimento de onda cujo espectro pode compreender tanto a luz visível como radiação ultravioleta ou infravermelha. A maior sensibilidade do dispositivo a um ou outro intervalo espectral de radiação depende, de entre outros factores, do tipo de material que compõe o sensor [2]. Assim, para os LDR's mais comuns realizados à base de sulfeto de cádmio (CdS) a sua resposta espectral situa-se entre os 300nm e 1 μ m.

Comercialmente, estes dispositivos aparecem sobre diversos aspectos, estando disponíveis para diferentes sensibilidades espectrais. Uma possível aparência para um LDR comercial é aquela que se mostra na figura seguinte.



Fig. 19. Aspecto de um LDR comercial.

O fenómeno físico por detrás do funcionamento deste tipo de sensores é a fotocondução. A fotocondução refere-se ao fenómeno observado de que, qualquer material sujeito à influência da luz origina a libertação interna de cargas eléctricas na matéria. Correlacionado com o aumento de cargas livres no material está o aumento da condutividade eléctrica.

A condutividade de um material depende do número de portadores na banda de condução. Na maior parte dos semicondutores, à temperatura ambiente, os portadores estão na camada de valência, comportando-se desta forma como isoladores eléctricos. Contudo, e de forma contrária aos isoladores, nos semicondutores as bandas de valência e condução estão muito próximas sendo portanto necessária menor energia para elevar electrões da camada de valência para a camada de condução. Essa energia pode ser fornecida por fontes de energia como por exemplo o calor, uma tensão eléctrica ou por radiação óptica.

Num LDR a relação entre a sua resistência eléctrica e o fluxo luminoso Φ pode ser modelada pela seguinte expressão:

$$R_{LDR}(\Phi) = \frac{R_o \cdot R(\Phi)}{R_o + R(\Phi)} \quad (1.51)$$

onde,

$$R(\Phi) = \alpha \cdot \Phi^{-\gamma} \quad (1.52)$$

Na expressão (1.51), R_o representa a resistência do dispositivo na ausência de iluminação (resistência de obscuridade) sendo dependente, de entre outros factores, da temperatura, da geometria e da natureza físico-química da dispositivo. Em (1.52) a variável α depende, de entre outros, do tipo de material e do espectro da radiação incidente. A variável γ possui geralmente valores compreendidos entre 0.5 e 1 [2].

Como em condições habituais de emprego, $R_o \gg R(\Phi)$ a expressão (1.51) resulta no seguinte modelo simplificado para um LDR:

$$R_{LDR}(\Phi) = \alpha \cdot \Phi^{-\gamma} \quad (1.53)$$

Atendendo à expressão anterior, verifica-se que a variação da resistência em função do fluxo de radiação incidente é não linear.

Quando este dispositivo é submetido a uma tensão constante V , este é atravessado por uma corrente $I(\Phi)$ dada por:

$$I(\Phi) = \frac{V}{R_{LDR}(\Phi)} = \frac{V}{\alpha} \Phi^\gamma \quad (1.54)$$

Deste modo, e como já se esperava, também a corrente é uma função não-linear do fluxo electromagnético recebido.

As resistências dependentes da luz são, no universo dos sensores ópticos, um dos dispositivos que maior sensibilidade exibem. Essa sensibilidade pode ser caracterizada analiticamente a partir de (1.54) da seguinte forma:

$$S = \frac{dI(\Phi)}{d\Phi} = \frac{d}{d\Phi} \left(\frac{V}{\alpha} \Phi^\gamma \right) = \frac{V}{\alpha} \gamma \cdot \Phi^{\gamma-1} \quad (1.55)$$

Verifica-se assim que a sensibilidade diminui com o aumento do fluxo (pois $0.5 \leq \gamma \leq 1$) sendo proporcional à tensão aplicada. No entanto, a tensão deve ser mantida o menor possível de forma a limitar o aquecimento por efeito de Joule.

Apesar do baixo custo e dos inúmeros campos onde estes sensores encontram aplicação (ex. regulação automática do diafragma para câmaras fotográficas), a sua não-linearidade, sensibilidade térmica, elevado tempo de resposta e largura de banda reduzida tornam o seu raio de acção limitado.

1.3.2 Sensores Capacitivos

No que se refere à sua estrutura, um condensador eléctrico consiste em dois condutores eléctricos separados por um material isolador (dieléctrico). A relação entre a carga Q e a diferença de potencial V entre eles está relacionada por intermédio da capacidade da seguinte forma $C = Q/V$ [1].

Os sensores do tipo capacitivo podem ser aplicados na medição directa de deslocamentos (lineares ou angulares), proximidade e nível de líquidos. Indirectamente, e recorrendo a um qualquer elemento primário, a utilidade destes dispositivos é expandida estando nestas condições aptos a medir quaisquer fenómenos passíveis de serem convertidos em deslocamentos como por exemplo pressão, binário e força.

Em algumas aplicações, esta classe de sensores surge como uma alternativa eficaz relativamente a sensores do tipo resistivos devido tanto à sua elevada resolução como à sua estabilidade e imunidade à temperatura. Estes dispositivos podem tomar diversas formas sendo no entanto mais comuns com uma configuração planar (figura 20) ou cilíndrica.

Matematicamente, e desprezando os efeitos devido às extremidades das armaduras, a capacidade de um condensador de placas paralelas é dada pela seguinte expressão:

$$C = \varepsilon \frac{A}{d} \quad (1.56)$$

onde A representa a área efectiva das placas, d a distância entre elas e ε a permitividade do meio dieléctrico.

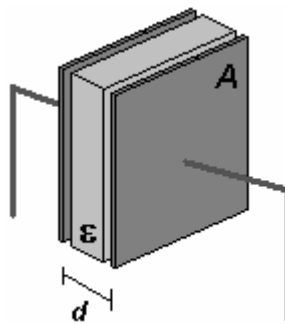


Fig. 20. Condensador de placas paralelas.

Atendendo à expressão anterior, verifica-se que a capacidade depende quer da geometria dos condutores quer do tipo de material dieléctrico. Assim, qualquer processo capaz de produzir variações em qualquer uma das três variáveis independentes pode ser mensurado a partir da apreciação da variação da capacidade. Assim, e atendendo aos três graus de liberdade da função capacidade, podem ser definidas três classes de sensores capacitivos: sensores capacitivos de superfície variável, de distância variável ou de constante dieléctrica variável.

1.3.2.1 Condensadores de Superfície Variável

Trata-se de condensadores (planos ou cilíndricos) em que uma das armaduras é móvel e sofre um deslocamento linear ou angular relativamente a uma outra

fixa. Neste processo, a área efectiva das placas do condensador é modificada traduzindo-se, em última análise, numa alteração na capacidade do dispositivo.

Se um condensador de superfície variável com capacidade $C = \varepsilon A/d$ sofrer uma variação infinitesimal na sua área efectiva provocada por um deslocamento dx da sua placa móvel, a variação da capacidade resultante é:

$$dC(x) = \frac{\varepsilon}{d} dA(x) \quad (1.57)$$

Assim, verifica-se uma relação linear entre a variação da capacidade e a variação da área entre as placas do condensador. Se a relação entre a variação da área e a variação do deslocamento também for linear então a capacidade do condensador é directamente proporcional ao deslocamento.

Para o caso particular de um deslocamento angular entre as placas como se mostra na figura 21, a área efectiva entre armaduras é função do ângulo α sendo dada por $A(\alpha) = \alpha r^2/2$ onde α é o ângulo, em radianos, formado pela parte comum entre as placas.

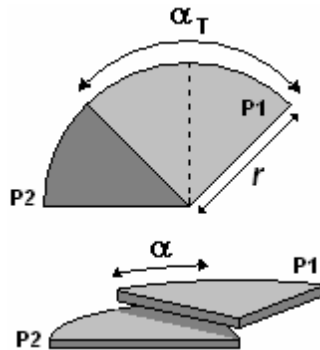


Fig. 21. Sensor capacitivo de deslocamento angular.

Devido à relação linear entre o deslocamento angular e a área, a capacidade também ela será uma função linear desse deslocamento. Assim,

$$C(\alpha) = \frac{\varepsilon}{2d} \cdot \alpha r^2 \quad (1.58)$$

Para sistemas de medida baseados não na capacidade mas sim na impedância do condensador (domínio da frequência), a relação entre deslocamento e impedância num condensador de placas móveis é não-linear. De facto se a

impedância de um condensador é $|Z_C| = (\omega C)^{-1}$ então a relação (1.59) toma a seguinte forma:

$$|Z_C(\alpha)| = \frac{2d}{\omega \epsilon \alpha r^2} \tag{1.59}$$

que é claramente não linear como se mostra pela figura que se segue.

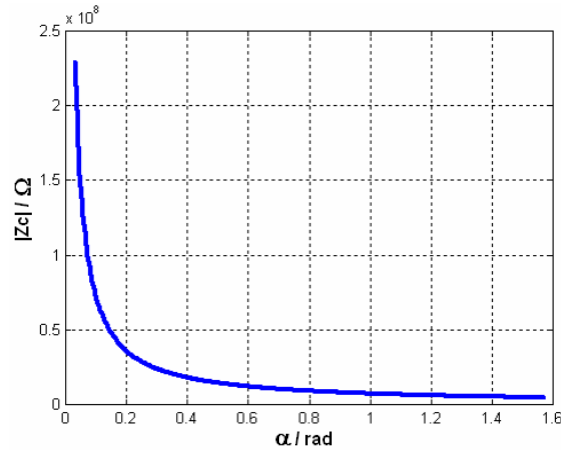


Fig. 22. Impedância de um condensador de área variável.

Uma forma de compensar este efeito é utilizando um segundo condensador em montagem diferencial como se mostra na figura 23. Para este caso, a placa móvel P1 é deslocada entre as duas armaduras fixas P2 e P3 constituindo assim dois condensadores independentes C1 e C2, cujas capacidades variam em sentidos contrários ao deslocamento, i.e. se a armadura P1 se deslocar no sentido horário a partir da posição de equilíbrio, a capacidade diminui para o condensador C1 e aumenta para C2.

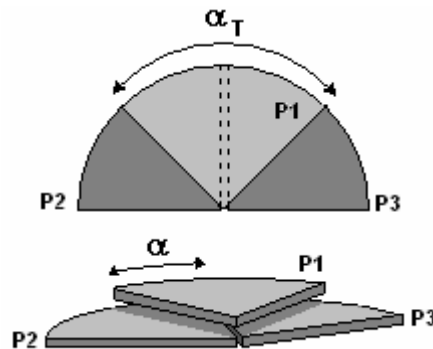


Fig. 23. Montagem diferencial de um condensador de área variável.

Considera-se como posição de equilíbrio aquela que é tomada como origem dos deslocamentos. Normalmente nessa posição a armadura móvel está colocada simetricamente relativamente às duas armaduras fixas, i.e. $\alpha_o = \alpha_T/2$

Assim, para um deslocamento de α radianos no sentido horário relativamente ao ponto de equilíbrio, a capacidade dos dois condensadores variam de acordo com a seguinte lei:

$$C_1(\alpha) = \frac{\epsilon r^2}{2d} \cdot (\alpha_o - \alpha) \quad (1.60)$$

$$C_2(\alpha) = \frac{\epsilon r^2}{2d} \cdot (\alpha_o + \alpha) \quad (1.61)$$

Se ambos os condensadores forem associados na forma de divisor de tensão como se mostra na figura subsequente,

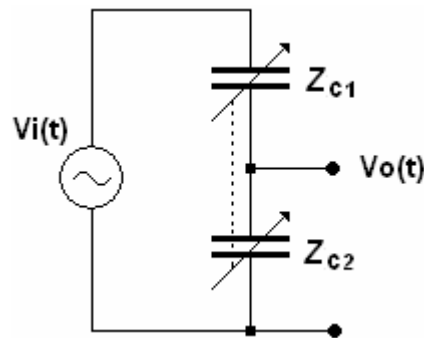


Fig. 24. Estratégia de combinação do condensador diferencial.

então:

$$V_o(t) = \frac{Z_{c2}}{Z_{c2} + Z_{c1}} \cdot V_i(t) = \frac{C1}{C1 + C2} \cdot V_i(t) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\alpha_o} \right) \cdot V_i(t) \quad (1.62)$$

Verifica-se assim que a relação entrada/saída é uma função linear do deslocamento.

1.3.2.2 Condensadores de Distância Variável

Nesta estratégia, o sensor é baseado numa variação da distância entre placas sendo uma fixa e a outra solidária com o processo a medir como se ilustra na figura 25.

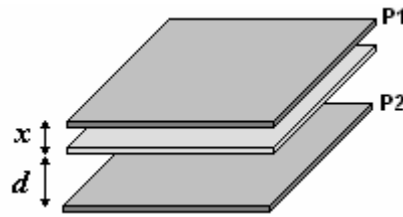


Fig. 25. Sensor capacitivo de distância entre placas variável.

Se se considerar que, no processo de movimentação da placa P1 da posição d para uma posição $d+x$ relativamente à placa fixa P2, a área efectiva e a permitividade se mantêm constante então uma variação infinitesimal do deslocamento reflecte-se numa variação da capacidade do condensador da seguinte forma:

$$dC(x) = -\varepsilon A \frac{1}{(d+x)^2} dx \quad (1.63)$$

Para este caso, a relação entre a variação da capacidade e a variação do deslocamento entre as placas do condensador é uma relação não-linear. No entanto, e ao contrário do caso anterior, a impedância é agora uma função linear do deslocamento x como se mostra através da expressão que se segue:

$$|Z_c(x)| = \frac{d+x}{\omega \varepsilon A} \quad (1.64)$$

A não-linearidade da variação da capacidade relativamente à variação do deslocamento pode ser contornada, tal como aconteceu para a estratégia de sensorização por variação de área, recorrendo a uma montagem diferencial como se mostra na figura seguinte.

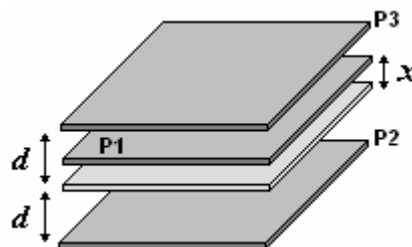


Fig. 26. Montagem diferencial de um sensor capacitivo de distância variável.

Este sensor possui três placas formando com o par de armaduras {P1,P2} um condensador e com {P1,P3} outro condensador. O deslocamento move a placa central entre as duas placas. Quando P1 está a meia distância entre P2 e P3 (posição de equilíbrio) as capacidades C_1 e C_2 respectivas a cada par de placas é igual. Numa situação de desequilíbrio, por exemplo de P1 é deslocado de x na direcção de P3, as capacidades C_1 e C_2 passam a ser:

$$C_1(x) = \varepsilon \frac{A}{d+x} \quad (1.65)$$

$$C_2(x) = \varepsilon \frac{A}{d-x} \quad (1.66)$$

Quando uma tensão V é aplicada entre P2 e P3 como se mostra na figura 27, a tensão diferencial nas placas é:

$$V_o(t) = V_1(t) - V_2(t) = V_i(t) \left(\frac{C_2}{C_1+C_2} - \frac{C_1}{C_1+C_2} \right) = V_i(t) \frac{x}{d} \quad (1.67)$$

o que significa que a tensão de saída é proporcional ao deslocamento relativo das placas.

Comparando as estratégias de medição de deslocamentos recorrendo tanto à variação de deslocamento como à variação da distância entre placas verifica-se que esta última possui uma sensibilidade muito maior relativamente à primeira.

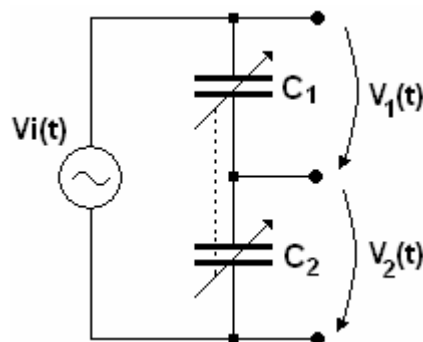


Fig. 27. Estrat3gia de combina3o do condensador diferencial.

Contudo, a varia3o da dist3ncia apenas pode ser aplicada para medir deslocamentos muito pequenos (da ordem dos mm) enquanto que recorrendo

à variação da área consegue-se quantificar deslocamentos da ordem dos centímetros [2].

1.3.2.3 Condensadores de Dieléctrico Variável

Após a análise do comportamento da capacidade de um condensador face a variações quer da sua área efectiva quer da distância entre placas resta verificar para que tipo de aplicações pode a variação da constante dieléctrica do condensador ser usada na medição de processos.

Métodos de medida baseados na variação de ε possuem a vantagem de não exigir, em determinadas circunstâncias, qualquer contacto físico entre o processo a medir e o sensor (por exemplo a detecção de falhas de fabrico em fios têxteis [5]).

Variações desta grandeza podem ser usadas directamente na monitorização de diversos processos físicos como é o caso da medida da humidade (onde o dieléctrico é constituído por óxido de alumínio ou poliamida) ou da medida do nível em líquidos [1].

1.3.3 Sensores Indutivos

No que se refere à sua concepção, um indutor não é mais do que um enrolamento condutor, com ou sem núcleo, em que a passagem de uma corrente eléctrica variável no tempo produz um campo magnético também ele variável no tempo (o contrário também é válido pela lei da indução de Faraday).

Associado a este tipo de dispositivos aparece o conceito de relutância. A relutância indica a quantidade de fluxo magnético susceptível de ser capturada por um dado dispositivo devido a uma corrente eléctrica [1]. Num indutor, ou bobina, com forma helicoidal composta por n espiras como se mostra na figura 28, o coeficiente de auto-indução L está relacionado com a relutância R da seguinte forma:

$$L = \frac{n^2}{R} \quad (1.68)$$

Para uma bobina cuja hélice possui secção transversal ϕ e comprimento l a relutância é dada por:

$$R = \frac{l}{\mu \phi} \quad (1.69)$$

Onde μ se refere à permeabilidade magnética do núcleo no interior do indutor (para o ar $\mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$). Desta forma, a expressão 1.68 pode rescrever-se como:

$$L = \mu \phi \frac{n^2}{l} \quad (1.69)$$

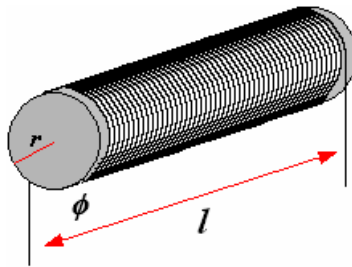


Fig. 28. Indutor em Hélice.

Que, para o caso particular de um núcleo cilíndrico toma a seguinte forma,

$$L = \mu \pi \frac{(rn)^2}{l} \quad (1.70)$$

Assim, e de forma coerente com o estudo que se tem vindo a fazer, pode dizer-se que uma determinada grandeza física capaz de modificar qualquer uma das variáveis independentes de 1.69 pode, em princípio, ser mensurada recorrendo a sensores indutivos. Deste modo variações da permeabilidade magnética ou da geometria do dispositivo podem ser traduzidas em variações da auto-indutância da bobina.

No universo dos sensores indutivos, podem estabelecer-se dois grandes grupos: aqueles que utilizam apenas um indutor e aqueles que utilizam dois ou mais. Tanto para uns como para outros, o seu campo de aplicação está praticamente circunscrito à medida de deslocamentos ou de qualquer outro parâmetro físico que possa, através de um elemento primário, transformar uma forma de energia diferente em deslocamento. Essa sensorização é feita

primordialmente com base na variação de μ ou l . Aqueles que modificam l são chamados de sensores indutivos de entreferro variável e os restantes que modificam μ são designados por sensores de núcleo móvel [1].

Relativamente ao primeiro grupo, a grandeza de excitação que, como já foi dito é normalmente um deslocamento, provoca uma variação da auto-indução L da bobina. Já para o segundo grupo que compreende um arranjo com mais do que um indutor, a entrada provoca uma variação na indução mútua M . A indução mútua é uma propriedade que está associada a duas ou mais bobinas que se encontram fisicamente próximas e resulta da presença de um fluxo magnético comum.

As variações do coeficiente de auto-indução ou de indução mútua em função do deslocamento do núcleo possuem, em geral, uma linearidade medíocre [2]. Contudo, a linearidade pode ser melhorada consideravelmente associando duas bobinas em oposição onde os coeficientes M ou L variam em sentidos contrários para um mesmo deslocamento – montagem diferencial (mesmo principio utilizado na linearização dos sensores capacitivos). Uma montagem diferencial é também menos afectada pelos campos magnéticos parasitas devido à inerente rejeição de sinais em modo comum da montagem.

No que se refere à adaptação deste tipo de dispositivos ao circuito de medida, este faz-se colocando o sensor indutivo num circuito alimentado por uma fonte de tensão sinusoidal com uma determinada frequência. Por razões que se prendem com perdas magnéticas e por correntes de Foucault e por forma a minimizar a influência de capacidades parasitas na prática, a frequência de trabalho é limitada a algumas dezenas de kHz. A tensão de medida $V_m(t)$ resulta da modulação em amplitude da tensão de alimentação $V_i(t) = V_p \cdot \sin(\omega t)$ pelo deslocamento $x(t)$ [2]:

$$V_m(t) = k \cdot x(t) \cdot V_p \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (1.71)$$

A aplicação de sensores de indutância variável em processos de medida está condicionada por diversas limitações entra as quais devidas a campos magnéticos parasitas que afectam o valor da indução. Assim, e por forma a

minimizar este efeito, é usual dotar estes dispositivos de isolamento magnético de modo a assegurar que qualquer variação da saída é devida apenas ao fenómeno a medir.

Apesar de existir uma grande diversidade de sensores indutivos, neste texto restringe-se o estudo a dois dispositivos distintos, o sensor de entreferro variável e o transformador diferencial linear.

1.3.3.1 Sensor de Entreferro Variável

Trata-se de um sensor composto por uma bobina e uma armadura ferromagnética móvel como se mostra na figura 29, podendo servir para a medição de pequenas distâncias.

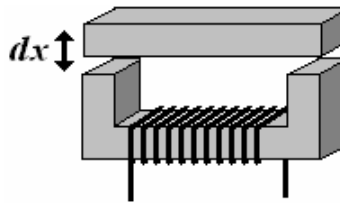


Fig. 29. Princípio de funcionamento de um sensor de entreferro variável.

Considerando que as secções da bobina e do entreferro são idênticas, a auto-indutância da bobina é dada pela seguinte expressão:

$$L = \mu_o \phi \frac{n^2}{l_o} \quad (1.72)$$

Onde μ_o é a permeabilidade magnética do ar e l_o é a extensão longitudinal do entreferro. Assim, um deslocamento infinitesimal dx da armadura implica uma variação do entreferro igual a $dl_o = 2dx$. Desta forma, o incremento relativo na auto-indutância devido ao deslocamento da armadura toma seguinte forma,

$$\frac{dL}{L} = -2 \frac{dx}{l_o + 2dx} \quad (1.73)$$

Se $l_o \gg 2dx$

$$\frac{dL}{L} = -2 \frac{dx}{l_o} \quad (1.74)$$

Nota: Esta relação só é válida para deslocamentos muito pequenos (na prática da ordem dos mm).

1.3.3.2 Transformador Diferencial Linear

O transformador diferencial linear (LVDT – *Linear Variable Differential Transformer*) é um dos sensores indutivos mais comuns para a medida de deslocamentos lineares sendo conhecido pela sua sensibilidade, resolução e repetibilidade. Um possível aspecto exterior de um LVDT comercial é ilustrado na figura 30

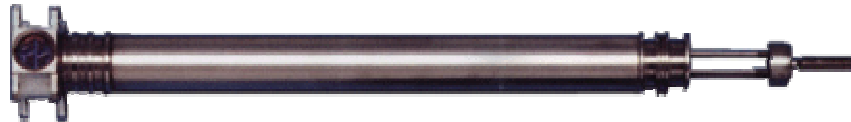


Fig. 30. Um aspecto possível de um LVDT comercial.

Em termos de construção, um LVDT possui três enrolamentos independentes espaçadas ao longo de um tubo isolador: um primário e dois secundários idênticos colocados simetricamente em torno do primário (fig. 31). Adicionalmente, um núcleo de material ferromagnético (liga de ferro e níquel) movimenta-se ao longo do tubo central com atrito desprezável. O princípio de funcionamento deste tipo de sensores assenta na variação da indutância mútua que se verifica entre um enrolamento primário e cada um dos dois enrolamentos secundários quando o núcleo se move no seu interior por acção de um deslocamento. Assim, o movimento do núcleo está solidário com o movimento do processo que se pretende medir, sendo a ligação entre ambos feita através de uma haste não ferromagnética.

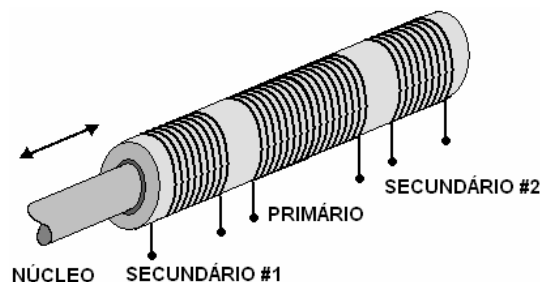


Fig. 31. Estrutura interna de um LVDT.

Se o enrolamento primário for excitado com uma corrente alternada sinusoidal observa-se uma alteração do campo magnético no núcleo. Esse fluxo magnético variável será responsável por induzir f.e.m's nos secundários cujas

amplitudes dependem do acoplamento magnético entre eles e o primário. Devido à natureza do núcleo, o acoplamento magnético entre primário e secundários vai depender da posição que este último ocupa relativamente a cada um dos secundários. Um esquema simplificado, negligenciando as capacitâncias parasitas e indutâncias de fugas, é mostrado na figura que se segue.

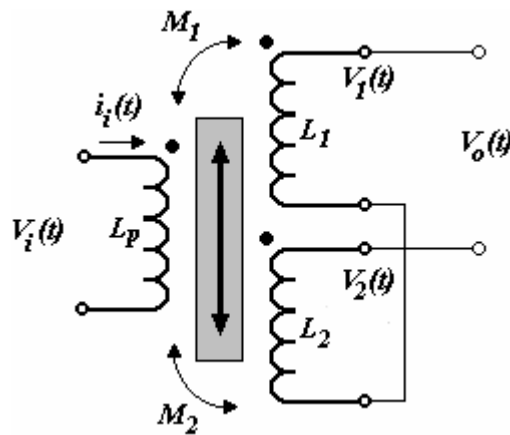


Fig. 32. Modelo simplificado de um LVDT.

Normalmente os secundários são ligados em série e em oposição de fase pelo que a tensão de saída $V_o(t)$ é a diferença entre as tensões $V_1(t)$ e $V_2(t)$.

Quando o enrolamento primário é excitado por uma tensão alternada $V_i(t)$ e considerando que a resistência de carga é infinita e as resistências dos indutores são nulas vêm que:

$$V_1(t) = M_1 \frac{di_i(t)}{dt} \quad (1.75)$$

$$V_2(t) = M_2 \frac{di_i(t)}{dt} \quad (1.76)$$

Onde M_1 e M_2 se refere aos coeficientes de indutância mútua entre o primário e cada um dos secundários. Como $V_i(t) = L_p di_i(t)/dt$, a tensão de saída possui a seguinte expressão matemática:

$$V_o(t) = V_1(t) - V_2(t) = \frac{M_1 - M_2}{L_p} \cdot V_i(t) \quad (1.77)$$

Considerando que o núcleo se situa numa posição equidistante entre o primário e os secundários então os coeficientes de indutância mútua M_1 e M_2 são

iguais implicando idênticas tensões induzidas nos secundários levando a que, em última análise, a tensão de saída seja nula (na prática, e devido por exemplo a desequilíbrios entre secundários, observa-se uma tensão de saída residual que, em geral, não ultrapassa 1% do valor de fim de escala).

Em face a um deslocamento do núcleo, as indutâncias mútuas M_1 e M_2 variam em função da posição x do núcleo relativamente à posição central. Verifica-se no entanto que a variação de M_1 ou M_2 em função do deslocamento é uma função não linear. No entanto, a sua diferença varia linearmente com x podendo ser aproximada pela seguinte equação [2]:

$$M_1 - M_2 = \alpha x \tag{1.78}$$

Onde α é uma constante de proporcionalidade. Desta forma, a tensão de saída é proporcional ao deslocamento como se pode ver a partir da função de transferência ilustrada na figura 33 e pela expressão que se segue.

$$V_o(t) = \frac{\alpha x}{L_p} \cdot V_i(t) \tag{1.79}$$

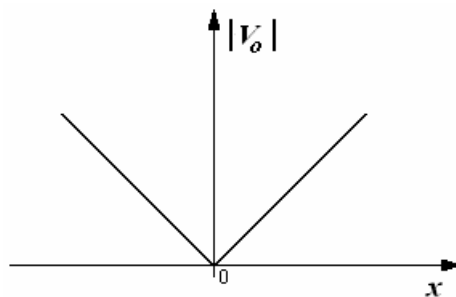


Fig. 33. Função de transferência ideal de um LVDT.

Da função de transferência conclui-se que a magnitude do sinal de saída aumenta quando o deslocamento do núcleo aumenta. Mais ainda, verifica-se que, tanto para um deslocamento feito no sentido positivo como negativo relativamente à posição de equilíbrio, a amplitude do sinal de saída é o mesmo. Para distinguir os sentidos do deslocamento é necessário considerar a fase do sinal de saída relativamente ao sinal de entrada. Assim, no sentido negativo do deslocamento, o sinal de saída apresenta um desfasamento de π radianos [3].

Nota: Se $x < 0$ então $V_o(t) = -\alpha x V_i(t)/L_p = (\alpha x V_i(t)/L_p)e^{j\pi}$

Desta forma, os sistemas de condicionamento devem combinar informação tanto da magnitude como da fase de forma a ser conhecido, não só a dimensão do deslocamento mas também o sentido em que este está a ser efectuado.

Tipicamente o sinal de excitação do primário $V_i(t)$ é um sinal sinusoidal com amplitude entre 0.5 e 10V (eficazes) e frequências que podem ir dos 50Hz aos 20KHz [1] [2].

Observação: A frequência do sinal de excitação depende da dinâmica do processo a medir. PORQUÊ???

Relativamente à gama de medidas, existem no mercado LVDT's para monitorização de deslocamentos de $\pm 100\mu m$ até $\pm 25cm$ com linearidade em torno de $\pm 0.25\%$ e resoluções superiores a 0.1% [1] [2].

A principal vantagem do LVDT sobre outros tipos de sensores de deslocamento é o seu elevado grau de robustez. Este facto é devido à sua própria concepção pois não existe contacto físico entre o elemento móvel e as restantes partes do sensor. O núcleo apresenta baixa inércia não apresentando desgaste nem folgas (tempo médio entre falhas da ordem dos 300 anos)[3].

Adicionalmente estes sensores oferecem independência entre o circuito de excitação e o circuito de medida (isolamento galvânico) podendo ser concebidos para operarem em ambientes hostis (prova de água, corrosão, radioactividade, etc.).

1.4 Sensores Activos

Como já foi dito no início do capítulo, os sensores activos comportam-se como geradores. Estes produzem um sinal eléctrico a partir do fenómeno físico sem requererem fontes externas de alimentação. Contudo, nem sempre a energia que produzem é suficiente para, por si só, excitar o elemento da cadeia de medida que se segue. Assim, frequentemente, os sensores activos necessitam, tal como os passivos, de fontes de energia auxiliares.

Uma particularidade deste tipo de sensores é a possibilidade de possuírem dois regimes de funcionamento, i.e. os efeitos que regem o seu funcionamento é normalmente reversível. Assim, alguns dos tipos de dispositivos que serão abordados nesta secção poderão ser usados tanto na vertente de sensorização como de actuação. De facto esta relação tornar-se-à mais evidente no segundo capítulo.

Nesta secção serão objecto de estudo alguns dos tipos mais comuns de sensores activos tanto na perspectiva da sua aplicação como do seu princípio físico.

1.4.1 Sensores Electromagnéticos

Para sensores baseados neste princípio, a variação de uma determinada quantidade física reflecte-se numa variação do campo magnético sem que seja implicada, de uma forma directa, qualquer variação da indutância do sensor [1].

A maior parte dos sensores electromagnéticos existentes assenta sobre a lei de Faraday, i.e. quando se verifica um movimento relativo entre um condutor e um campo magnético surge uma f.e.m. no condutor. Para o caso de um indutor de n espiras, a f.e.m. induzida é dada por:

$$e = -n \frac{d\Phi}{dt} \quad (1.80)$$

Onde Φ se refere ao fluxo magnético que atravessa a bobina. Este fluxo pode ser intrinsecamente variável como aquele que é produzido, por exemplo, devido a uma corrente variável no tempo. Alternativamente, a posição do circuito pode ser variável relativamente a um fluxo magnético constante. Ambas as estratégias serão empregues como princípio de funcionamento para alguns dos sensores que se seguem.

1.4.1.1 Resolvers e Synchronos

Relativamente à sua arquitectura, um *resolver* é semelhante a um motor eléctrico possuindo, tal como este último, um estator e um rotor que pode girar livremente no interior do primeiro. Estes dispositivos são sensores de posição

angular electro-mecânicos que, através de princípios electromagnéticos, fornecem um sinal eléctrico que é função da sua posição rotórica (o contrário também é válido). Mais concretamente convertem a posição de um eixo numa diferença de fase de uma tensão alternada em relação a outra tomada como referência.

Internamente, um *resolver* é composto por dois enrolamentos estatóricos desfasados mecanicamente de $\pi/2$ radianos excitados por tensões alternadas sinusoidais, também elas, desfasadas electricamente de $\pi/2$ radianos. O diagrama da figura 34 pretende ilustrar a filosofia subjacente à forma de operação destes sensores.

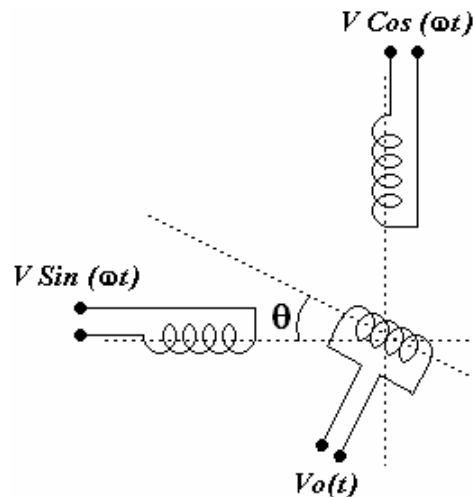


Fig. 34. Diagrama eléctrico equivalente de um *resolver*.

Quando o enrolamento do rotor faz um ângulo θ com um dos enrolamentos do estator, a tensão induzida nele por este último é:

$$V_o'(t) = V \cdot \sin(\omega t) \cdot \cos(\theta) \quad (1.81)$$

e, conseqüentemente, a tensão induzida no rotor devido ao outro enrolamento possui a seguinte expressão:

$$V_o''(t) = V \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) = V \cdot \cos(\omega t) \cdot \sin(\theta) \quad (1.82)$$

A tensão de saída do rotor devido à influência de ambas as tensões induzidas é dada pela soma de $V_o'(t)$ com $V_o''(t)$, i.e.,

$$V_o(t) = V_o'(t) + V_o''(t) = V \cdot \sin(\omega t + \theta) \quad (1.83)$$

Analisando esta última expressão verifica-se que a tensão de saída vem afectada de uma diferença de fase relativamente ao estator de referência que é igual ao ângulo mecânico que o rotor faz com esse estator.

Decorrente desta última conclusão, estes dispositivos podem ser aplicados em processos onde haja a necessidade de monitorizar a posição angular de um veio. A detecção de movimentos de translação também é possível recorrendo a sensores que assentam no mesmo princípio mas que empregam enrolamentos planos. De facto, a topologia referida anteriormente não é única existindo dispositivos compostos por mais do que dois enrolamentos estatóricos e, possivelmente, por mais do que um enrolamento rotórico [1] [2].

Os *synchros* obedecem ao mesmo princípio de funcionamento dos *resolvers* diferindo destes últimos pelo facto de incluírem um terceiro enrolamento estatórico. Nestes dispositivos os três enrolamentos estatóricos estão dispostos geometricamente de forma a que o ângulo que fazem entre si seja de $2\pi/3$ radianos.

Um diagrama eléctrico típico de um *synchro* é ilustrados na figura 35. Quando o enrolamento do rotor faz um ângulo θ com o enrolamento de referência do estator, a tensão induzida nele por este último é:

$$V_o'(t) = V \cdot \sin(\omega t) \cdot \cos(\theta) \quad (1.84)$$

Cada um dos restantes enrolamentos induz uma tensão $V_o''(t)$ e $V_o'''(t)$ no rotor iguais a:

$$V_o''(t) = V \cdot \sin(\omega t + 2\pi/3) \cdot \cos(2\pi/3 + \theta) \quad (1.85)$$

$$V_o'''(t) = V \cdot \sin(\omega t + 4\pi/3) \cdot \cos(4\pi/3 + \theta) \quad (1.86)$$

A tensão de saída do rotor devido à influência de todas as tensões parciais induzidas é dada como:

$$V_o(t) = V_o'(t) + V_o''(t) + V_o'''(t) = \frac{3}{2}V \cdot \cos(\omega t + \theta) \quad (1.87)$$

Mais uma vez, a tensão de saída vem afectada de uma diferença de fase relativamente à tensão aplicada ao estator de referência que é idêntica (a menos de $\pi/2$) ao ângulo entre o rotor e o correspondente enrolamento estático.

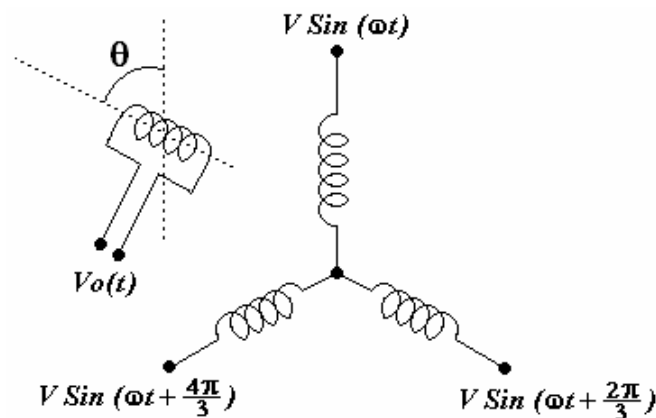


Fig. 35. Diagrama eléctrico equivalente de um *synchro*.

Devido ao facto dos *synchros* possuírem três enrolamentos estáticos são de construção mais complexa e, deste modo, mais caros. No entanto com este enrolamento extra, os *synchros* podem ser usados em processos onde seja necessária uma precisão adicional.

Tal como os LVDT's, tanto os *resolvers* como os *synchros* são sensores robustos, com erosão mecânica desprezável sendo objecto de aplicação em vários domínios principalmente na aeronáutica. Grande parte destes dispositivos são projectados para operarem com tensões alternadas com amplitudes entre 2 e 40V (rms) e frequências de trabalho entre 400Hz e 10kHz.

Entre outras, podem ainda ser apontadas como vantagens as suas pequenas dimensões, baixos binários consumidos assim como resoluções e precisões elevadas (para sensores angulares de posição, a precisão é superior a 4 minutos').

1.4.1.2 Sensores Electromagnéticos de Caudal

Para o caso de um condutor rectilíneo de comprimento l deslocando-se a uma velocidade v transversalmente a um campo magnético \vec{B} , a tensão induzida nesse condutor é dada, em módulo, por [1]:

$$e = B \cdot l \cdot v \quad (1.88)$$

esta expressão mantém-se independentemente do tipo de material que compõe o condutor servindo de base a um grande número de sensores electromagnéticos como por exemplo microfones, acelerómetros e sensores de velocidade linear [1].

É também neste princípio que se baseia o medidor de caudal electromagnético usado para quantificar a velocidade média (caudal) de um fluido condutor. O seu princípio de funcionamento resulta da aplicação directa de (1.88) em que o comprimento l é substituído pelo diâmetro d da conduta por onde circula o fluido. A sua filosofia de funcionamento é ilustrada através da seguinte figura.

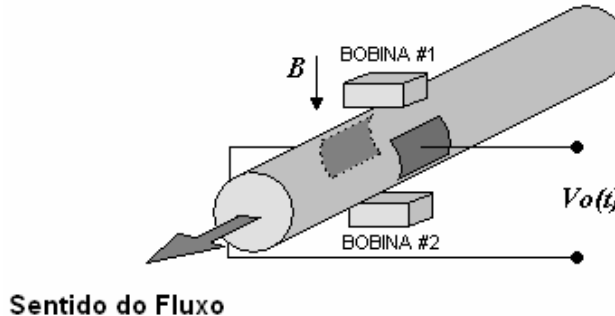


Fig. 36. Princípio de funcionamento de um sensor de caudal electromagnético.

Um fluido desloca-se ao longo de um tubo não metálico e não magnético (de forma a não haver distorções do campo magnético) com uma velocidade v no interior de um campo magnético \vec{B} criado por duas bobinas externas. Do movimento do líquido perpendicularmente ao campo magnético gerado resulta uma força electromotriz induzida detectada por dois eléctrodos colocados transversalmente em relação ao campo magnético e à direcção do movimento do líquido.

Para este tipo de sensores, o campo magnético deve ser constante podendo ser gerado tanto por uma corrente contínua como alternada. Normalmente uma corrente alternada é utilizada por forma a minimizar problemas electroquímicos nos eléctrodos e interferências termoeléctricas [1]. Na figura que se segue mostra-se um possível aspecto de um sensor comercial desta natureza.



Fig. 37. Sensor de caudal electromagnético.

Existem diversos tipos de sensores de fluxo para líquidos assentando nos mais variados princípios físicos. No entanto, este método em particular permite medir, de uma forma não invasiva, o fluxo de um líquido não necessitando portanto de qualquer contacto directo com a quantidade a medir. Assim sendo, este tipo de dispositivos pode ser aplicado (sempre que as condições de funcionamento se reunam) para medir, por exemplo, líquidos corrosivos ou com matéria sólida em suspensão [1].

1.4.1.3 Tacómetros Geradores

Um tacómetro gerador é similar, no seu princípio de funcionamento, a um gerador de energia eléctrica. Mecanicamente, este dispositivo é constituído por um enrolamento rotor que gira em torno de um campo magnético gerado por um íman permanente como se mostra na figura 38. Devido ao movimento relativo do enrolamento rotor face ao campo magnético, uma f.e.m. é induzida nele cuja amplitude ou frequência pode ser usada como medida da velocidade angular.

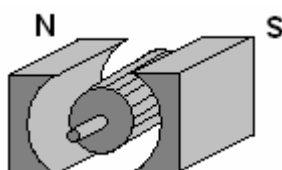


Fig. 38. Uma forma possível de um tacómetro gerador

A não linearidade deste tipo de sensores é tipicamente da ordem de $\pm 0.15\%$ do fim de escala e os sensores possuem uma gama de medida de aproximadamente 10 000 *rpm*.

1.4.1.4 Sensores de Efeito Hall

Estes dispositivos sensores têm por base, não a lei da indução de Faraday, mas um outro efeito electromagnético descoberto em 1879 pelo cientista E.H. Hall. Hall verificou que submetendo um condutor simultaneamente a uma corrente eléctrica e a um campo magnético perpendicular à direcção do fluxo dessa corrente, desenvolvia-se uma tensão no condutor perpendicular a ambas as grandezas. Este fenómeno ocorre devido ao desvio da trajectória das cargas eléctricas provocada pela força de Laplace [2]. Assim criam-se distribuições assimétricas de cargas nas superfícies laterais do condutor dando origem a uma diferença de potencial. Esta ocorrência é ilustrada pela figura que se segue.

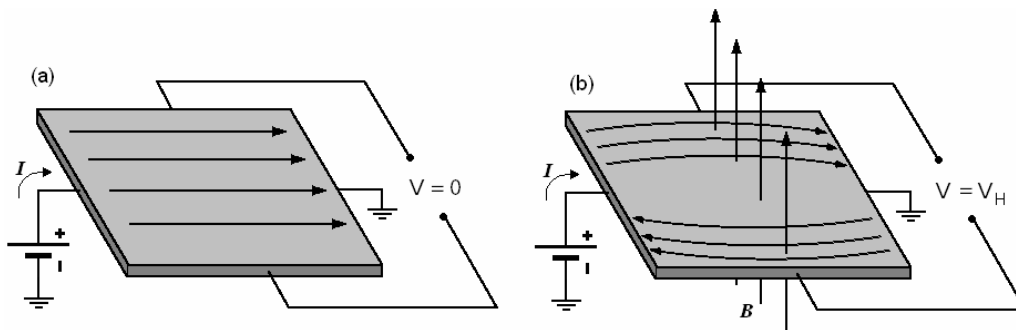


Fig. 39. Princípio físico do sensor de efeito Hall.

A tensão de Hall é função da densidade de corrente, da intensidade do campo magnético e das propriedades do condutor (densidade de carga e mobilidade dos portadores). Adicionalmente, na prática, a tensão de Hall depende também da temperatura e da pressão a que o dispositivo está sujeito. Uma equação empírica que descreve a interacção do campo magnético B , corrente I e tensão de Hall V_H é:

$$V_H = \alpha \cdot I \cdot B \cdot \sin(\theta) \quad (1.89)$$

onde α é uma constante de proporcionalidade que depende da geometria, da temperatura ambiente e da deformação mecânica do elemento. A variável θ

refere-se ao ângulo que a corrente faz com o campo magnético. Assim, se a corrente for mantida constante, a tensão de Hall será directamente proporcional à intensidade de campo magnético. Note-se ainda que, e ao contrário por exemplo dos sensores indutivos, a tensão é proporcional ao campo magnético e não à sua razão de variação. Assim, campos magnéticos invariantes no tempo podem ser empregues.

Apesar do efeito Hall se verificar em qualquer material condutor, este fenómeno é bastante mais intenso em semicondutores. Além da sua maior sensibilidade ao efeito, a utilização de materiais semicondutores introduz a vantagem suplementar de ser possível a integração, numa mesma pastilha de silício, do sensor e respectivo circuito de condicionamento de sinal. Desta forma, os sensores de efeito Hall aparecem normalmente sob a forma de circuito integrado com encapsulamento de três terminais como se mostra na figura 40.



Fig. 40. Aspecto de um sensor de efeito Hall. comercial

Estes componentes incluem, internamente, o gerador de tensão de Hall, um estabilizador de tensão e um circuito analógico de processamento de sinal como se mostra no diagrama de blocos da figura 41. O objectivo do estabilizador é o de fornecer uma tensão estável a todos os circuitos internos do integrado especialmente ao sensor (**porquê?**).

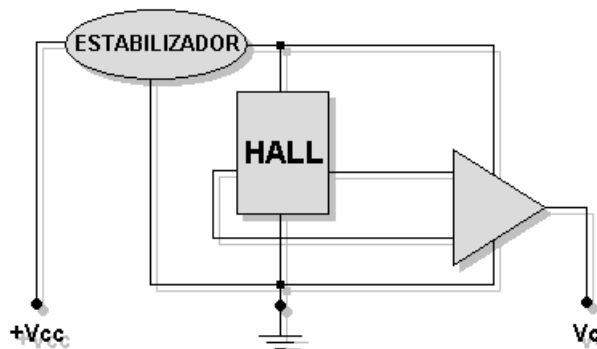


Fig. 41. Diagrama de blocos simplificado de um IC de efeito Hall.

É de notar que a tensão de Hall gerada é um sinal com uma amplitude muito baixa, da ordem dos 20 ou 30 μ V para um campo magnético de 1 Gauss. Desta forma, um sinal com esta magnitude requer, a jusante, um condicionamento de sinal que possua elevada impedância de entrada e imunidade ao ruído. Assim sendo, o processamento de sinal possui, numa primeira etapa, um amplificador diferencial sensível apenas à tensão de Hall. A etapa de processamento seguinte depende do tipo de integrado, i.e. um determinado sensor pode ser desenhado para fornecer uma saída contínua ou discreta na amplitude.

No que se refere ao seu campo de aplicação, o efeito Hall pode ser usado para a medida de campos magnéticos (por exemplo na medição, com isolamento galvânico, de correntes contínuas ou alternadas), mas a sua operação mais comum é como sensor de movimento onde um sensor de efeito Hall fixo está sujeito ao campo magnético de um pequeno íman ligado à parte em movimento do processo que se pretende monitorizar. As vantagens da utilização deste tipo de sensores são, entre outras, a sua robustez, repetibilidade e o facto de poder ser uma forma de sensorização não invasiva.

1.4.2 Sensores Termoeléctricos

Os sensores termoeléctricos têm por princípio de funcionamento dois fenómenos térmicos que se verificam sobre condutores. São eles o efeito Thomson e o efeito Seebeck.

O efeito Thomson refere-se à força electro-motriz que se observa num condutor sujeito a um gradiente de temperatura, i.e. uma temperatura não homogénea ao longo de um condutor origina uma f.e.m. Já o efeito Seebeck diz respeito ao fenómeno eléctrico (f.e.m) que se verifica quando se mantêm as duas junções de um circuito fechado, formado por dois condutores de diferentes metais, a temperaturas distintas. Este último efeito é reversível e possui algumas aplicações no domínio da actuação (efeito Peltier).

Uma das aplicações mais comuns deste último fenómeno térmico é em sensores de temperatura designados por termopares. Conceptualmente estes

dispositivos são constituídos apenas por dois metais (ou ligas metálicas) distintos ligados por uma união de soldadura (figura 42).

Segundo Seebeck, se dois metais (ou ligas metálicas) diferentes A e B são unidos, uma diferença de potencial ocorre através da junção de A com B cuja amplitude depende quer do tipo de metais utilizados quer da magnitude da diferença entre a temperatura da junção (T_1) e a temperatura da junção de referência (T_2).

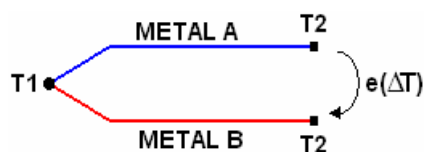


Fig. 42. Princípio de funcionamento de um Termopar.

Assim, quando a junção de medida é aquecida ou arrefecida relativamente a uma segunda junção de referência, a f.e.m. produzida pode ser caracterizada pela seguinte equação [2]:

$$e(\Delta T) = \alpha_1 (T_1 - T_2) + \alpha_2 (T_1^2 - T_2^2) \quad (1.90)$$

Onde α_1 e α_2 são constantes e dependem dos materiais usados para a construção do termopar.

Verifica-se assim uma relação não-linear entre a f.e.m produzida e a temperatura das junções. Por este motivo, a medição da temperatura através destes dispositivos é efectuada com base em curvas ou tabelas de calibração fornecidas pelos fabricantes. Para um determinado par específico de junções, estas tabelas são determinadas com precisão para um conjunto vasto de temperaturas relativamente a uma temperatura de referência de 0°C. A tabela que se segue apresenta alguns dos pares de junções mais comuns para a concepção de termopares. Adicionalmente apresentam-se também as respectivas referências comerciais e algumas características metrológicas [3].

Os termopares são estruturas frágeis devendo portanto ser protegidos por um invólucro que os salvguarde de deformações mecânicas e químicas. Assim, e

em termos de concepção, o termopar é primeiro colocados no interior de um isolador eléctrico (normalmente um material cerâmico) por forma a evitar qualquer contacto eléctrico com o processo a medir. Posteriormente o conjunto é envolto num encapsulamento que lhe fornece robustez mecânica e boa condução térmica (em regra utiliza-se o aço inoxidável) [1] [2]. A figura 43 mostra o aspecto exterior de um termopar usado em processos industriais.

Ref.	Material	Gama ($^{\circ}C$)	$\mu V/^{\circ}C$
B	Platina 30% Ródio/Platina 6% Ródio	[0,1800]	3
E	Cromel/Constantan	[-200,1000]	63
J	Ferro/Constantan	[-200,900]	53
K	Cromel/Alumel	[-200,1300]	41
N	Nirosil/Nisil	[-200,1300]	28
R	Platina/Platina 13% Ródio	[0,1400]	6
S	Platina/Platina 10% Ródio	[0,1400]	6
T	Cobre/Constantan	[-200,400]	43

Tab. 1.2. Pares de junções mais comuns em termopares

Nota: Constantan, Cromel, Alumel, Nirosil e Nisil são nomes comerciais de ligas metálicas.

Como já foi dito anteriormente, a utilização de um termopar como sensor de temperatura requer que uma das junções seja mantida a uma temperatura constante, fixa e conhecida. Numa primeira análise, esta restrição é uma limitação importante ao uso destes dispositivos pois qualquer incerteza na temperatura da junção de referência se reflecte em incerteza no valor da temperatura medida. Mais ainda, a manutenção de uma temperatura de referência estável pode ser uma tarefa difícil e dispendiosa.



Fig. 43. Um possível aspecto exterior de um Termopar comercial.

Os fabricantes deste tipo de sensores fornecem tabelas com as tensões obtidas por um determinado termopar como função da temperatura na junção

de medida quando a junção de referência é mantida a 0°C. Uma das formas de manter a junção de referência a essa temperatura consiste em imergi-la numa solução de gelo e água (figura 44). Esta solução apesar de simples e fácil de implementar, não é de todo conveniente visto que, por exemplo num ambiente industrial, a manutenção da mistura de água e gelo constitui uma impossibilidade.

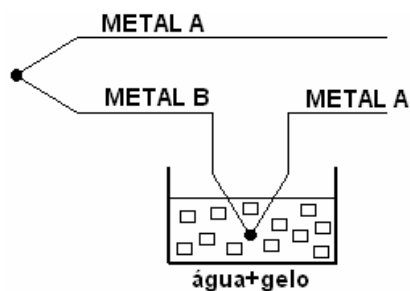


Fig. 44. Manutenção da junção de referência a 0°C por imersão em gelo fundido.

Outra solução consiste em manter, através de sistemas artificiais de controlo da temperatura, a junção de referência do termopar a uma temperatura estável, frequentemente diferente de zero graus centígrados, sem necessidade de intervenções humanas. Alternativamente, se a gama de variação da temperatura ambiente é menor do que a resolução requerida, é possível deixar a segunda junção exposta à temperatura ambiente.

Todavia, para qualquer estratégia de medição em que a junção de referência esteja submetida a uma temperatura diferente de 0°C, as tabelas fornecidas pelos fabricantes não podem ser usadas directamente na descodificação da temperatura a partir da f.e.m. observada. Assim, um factor de correcção deve ser aplicado com base na lei das temperaturas intermédias para se obter o valor da temperatura efectivamente medido [1][2].

Lei das Temperaturas Intermédias:

Se um termopar fornece uma f.e.m e_1 quando as suas junções estão às temperaturas T_a e T_b e uma f.e.m. igual a e_2 quando as junções estão submetidas às temperaturas T_b e T_c , então a f.e.m do termopar quando as junções estão à temperatura T_a e T_c é igual a $e_1 + e_2$.

O método de correcção pode ser definido matematicamente através da seguinte expressão:

$$e_0^T = e_R^T + e_0^R \tag{1.91}$$

Assim, para um determinado termopar, a f.e.m à temperatura T quando a junção de referencia está a 0°C é igual à soma da f.e.m fornecida pelo dispositivo para a mesma temperatura com a junção de referência a uma temperatura R diferente de zero mais a f.e.m fornecida pelo termopar à temperatura R quando a junção de referência está a 0°C .

Desta forma, e a partir da equação (1.91), é possível desenvolver uma estratégia de compensação automática para o facto da temperatura de referência não ser zero graus bastando para isso somar à f.e.m. produzida pelo termopar uma tensão igual à f.e.m que o termopar apresentaria quando submetida ao par de temperaturas $(R,0)$. Mais ainda, é possível deixar a junção de referência à mercê das flutuações da temperatura ambiente, compensando este facto através de um circuito de controlo adicional composto por um segundo sensor de temperatura colocado perto da junção de referência. Esta estratégia de controlo é designada por compensação de junção fria e pode ser implementada recorrendo ao seguinte circuito.

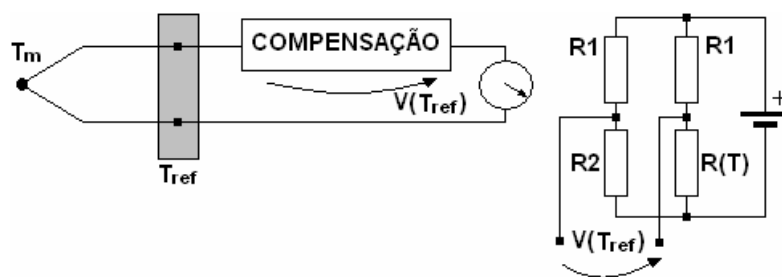


Fig. 45. Sistema de compensação de junção fria.

Este circuito de compensação fornece uma f.e.m. que varia com a temperatura da junção de referência de tal forma que, quando adicionada à f.e.m do termopar, gera uma f.e.m igual aquela que seria produzida se a junção fria estivesse a 0°C . A tensão $V(T_{ref})$ pode ser obtida, como se mostra na figura 45, a partir de um sensor de temperatura resistivo mantido à temperatura da

junção de referência (normalmente é a temperatura ambiente) montado, por exemplo, em ponte de Wheatstone.

Uma nota final diz respeito à ligação deste tipo de dispositivos ao circuito detector ou de condicionamento. Na prática, essa interface é realizada através de condutores eléctricos cujo material (normalmente cobre) é, muito provavelmente, diferente dos materiais usados na concepção do sensor.

Neste contexto, e observando a figura 46, verifica-se a existência de três junções que, devido ao efeito Seebeck, geram f.e.m. e_1 , e_2 e e_3 . Assim, a f.e.m. apresentada ao aparelho de medida é dada pela soma das f.e.m. parciais fornecidas por cada junção, i.e.

$$e_T = e_1 + e_2 + e_3 \quad (1.92)$$

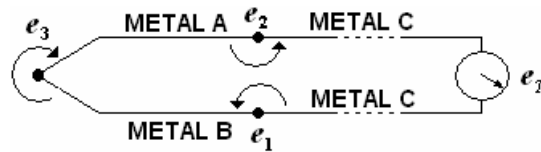


Fig. 46. f.e.m. introduzidas por ligação do Termopar ao detector.

Este efeito pode ser facilmente contornado garantindo que as duas junções adicionais se encontram à mesma temperatura. Esta afirmação é apoiada pela lei dos metais intermédios que diz que a soma algébrica de todas as f.e.m. num circuito composto por metais diferentes é nula desde que o circuito esteja a uma temperatura uniforme [1]. Decorrente deste facto, uma forma possível de eliminar o efeito do par de junções adicionais é ilustrado pela figura que se segue.

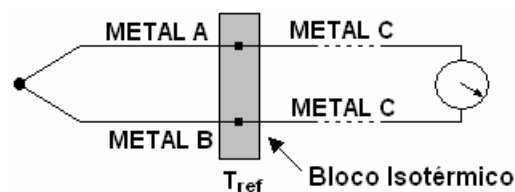


Fig. 47. Eliminação das f.e.m. introduzidas por ligação do Termopar ao detector.

A área a sombreado refere-se, na prática, a um bloco de terminais feito, por exemplo, de alumínio por forma a garantir que as duas junções estejam à mesma temperatura T_{ref} conhecida.

Pontualmente, os termopares são os sensores de temperatura mais utilizados em processos industriais [2]. Este facto deve-se a um vasto leque de vantagens entre as quais se salienta a sua elevada estabilidade, robustez e pequenas dimensões. Outra das vantagens diz respeito à elevada gama de medida disponível e à possibilidade de mensurar temperaturas que, para a maior parte dos sensores de temperatura estudados neste texto, seria impossível.

Devido às suas pequenas dimensões e logo baixa inércia térmica, o tempo de resposta desta classe de dispositivos (já contando com o encapsulamento) é relativamente baixo (da ordem dos milissegundos). Uma estimativa desse tempo pode ser obtido através da seguinte expressão:

$$t_r = \frac{mc}{kA} \quad (1.93)$$

Onde m diz respeito à massa do sensor (em gramas), c é o calor específico (cal/g°C), k diz respeito ao coeficiente de transferência de calor (cal/cm.s°C) e A a área (em cm²) de contacto entre o sensor e o processo a medir.

1.4.3 Sensores Piezoelétricos

Os sensores piezoelétricos, como o seu próprio nome indica, têm por princípio físico de funcionamento um efeito que se verifica em determinados materiais a que se dá o nome de efeito piezoelétrico. O efeito piezoelétrico consiste no aparecimento de uma polarização eléctrica (d.d.p.) entre faces opostas de um dado material quando este é submetido a uma tensão mecânica entre essas mesmas faces (figura 48a). Adicionalmente, e tal como para o efeito termoelétrico, o fenómeno piezoelétrico também é reversível, i.e. se for aplicada uma tensão entre faces opostas do material este deforma-se (figura 48b). Assim, o princípio de piezoelectricidade pode ser aplicado tanto em sensores como em actuadores.

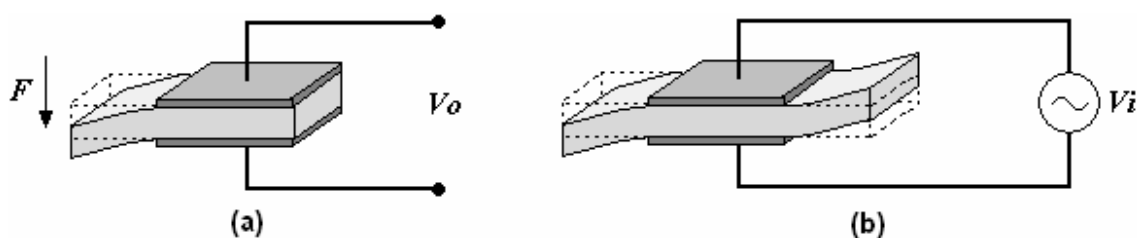


Fig. 48. Fenómeno piezoeléctrico directo e inverso.

A nível microscópico, a piezoelectricidade de um material está relacionada com a sua distribuição iónica mais propriamente com o facto de, na sua composição, possuírem moléculas com distribuição assimétrica da carga eléctrica. Assim, o efeito piezoeléctrico é predominante em materiais de estrutura cristalina tais como o quartzo, o sal de Rochelle, alguns tipos de cerâmicas e polímeros. Adicionalmente, e devido à natureza anisotrópica destes materiais, o efeito piezoeléctrico depende também da orientação relativa em que as deformações são efectuadas.

A nível prático, este fenómeno possui um variado leque de aplicações tanto no domínio da sensorização como da actuação. No que se refere ao primeiro domínio, o efeito piezoeléctrico é usado como base para diversos tipos de sensores entre os quais se destacam, sensores de força, pressão, aceleração, humidade, e ultra-sons (tanto para o receptor como para o emissor).



Fig. 49. Emissor/receptor de ultra-sons piezoeléctrico.

Ao nível da sua concepção esta classe de sensores compreende um par de eléctrodos de metal depositados em faces opostas de um cristal piezoeléctrico formando assim uma espécie de condensador piezoeléctrico como se mostra na figura subsequente.

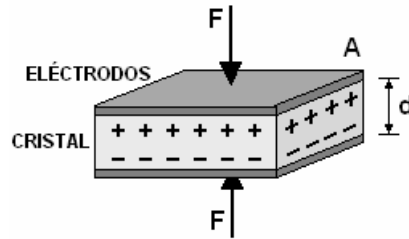


Fig. 50. Condensador piezoelétrico.

Por acção de uma força F no cristal cria-se proporcionalmente uma carga à sua superfície que pode ser avaliada segundo a expressão:

$$Q = F \cdot S_{xtal} \tag{1.94}$$

Onde S_{xtal} se refere à sensibilidade do cristal em Coulomb/Newton. Esta sensibilidade depende do tipo de material que constitui o cristal e da sua orientação. Por exemplo o quartzo possui uma sensibilidade de 2.2 pC/N e o titanato de bário possui uma sensibilidade muito superior da ordem dos 130pC/N [3].

Observando a figura anterior verifica-se que o conjunto eléctrodos e material piezoelétrico constitui, para esta configuração em particular, um condensador de placas paralelas. Como já foi visto anteriormente, para este tipo de dispositivo a capacidade, em função dos seus componentes estruturais, é dada por:

$$C_p = \varepsilon \frac{A}{d} \tag{1.95}$$

onde as variáveis independentes foram definidas anteriormente para (1.56). Atendendo a que a carga num condensador é igual ao produto da capacidade pela diferença de potencial aos seus terminais, então é possível estabelecer uma relação de proporcionalidade entre a força aplicada e a tensão produzida pelo material piezoelétrico sob a seguinte forma:

$$V_p = \frac{Q}{C_p} = \frac{F \cdot S_{xtal}}{\varepsilon \cdot A \cdot d^{-1}} = \frac{S_{xtal} d}{\varepsilon} \cdot \frac{F}{A} = S_v \cdot d \cdot P \tag{1.96}$$

Onde S_V é designada por sensibilidade em tensão do sensor e P a pressão aplicada ao material em N/m^2 .

Um sensor piezoelétrico, em torno da sua banda passante útil [1] [2], pode ser modelado de uma forma simplista pelo seguinte circuito equivalente.

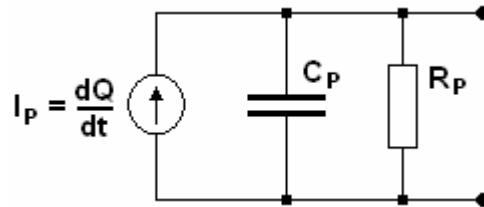


Fig. 51. Circuito simplificado de um sensor piezoelétrico.

O deslocamento de cargas por acção de uma força mecânica aplicada origina uma corrente eléctrica $I_p = dQ/dt$. Em paralelo com o gerador de cargas aparece uma impedância composta pelo paralelo da sua capacidade própria C_p com uma resistência de fugas R_p

Considerando que o sensor está ligado a um circuito de condicionamento com impedância de entrada finita, o modelo do conjunto pode ser representado pelo seguinte circuito:

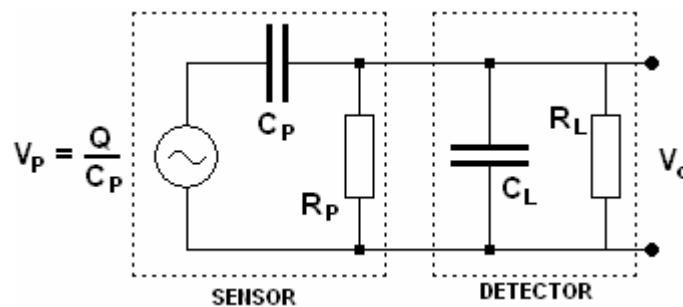


Fig. 52. Circuito equivalente do sensor e etapa de entrada do detector.

No domínio das frequências, a função de transferência do conjunto é:

$$\frac{V_o(s)}{V_p(s)} = \frac{sR_L R_p C_p}{R_L + R_p + sR_L R_p (C_L + C_p)} \quad (1.97)$$

Considerando que $R_p \gg R_L$

$$\frac{V_o(s)}{V_p(s)} = \frac{sR_L C_p}{1 + sR_L (C_L + C_p)} \quad (1.98)$$

Que não é mais do que a função de transferência de um filtro passa-alto de 1ª ordem como se pode ver pelo seguinte diagrama.

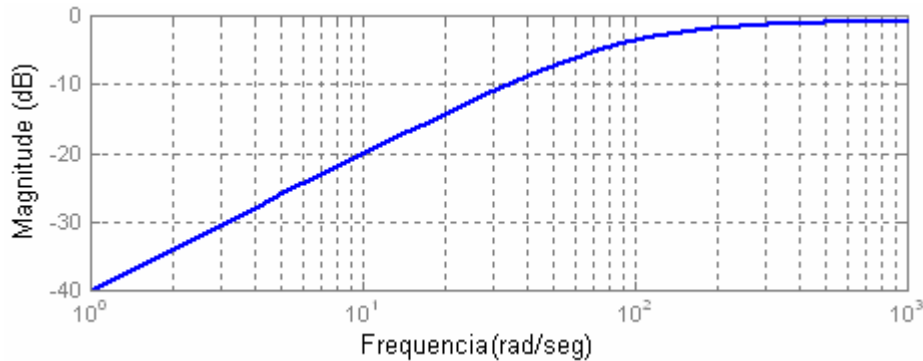


Fig. 53. Magnitude da resposta em frequência para o sistema (1.98).

Atendendo a que $V_p(s) = \frac{S_{xtal}}{C_p} \cdot F(s)$ a equação (1.98) toma a seguinte forma:

$$V_o(s) = \frac{sR_L}{1 + sR_L (C_L + C_p)} S_{xtal} \cdot F(s) \quad (1.99)$$

que, para frequências angulares muito maiores que $1/R_L (C_L + C_p)$, se resume a:

$$V_o(s) = \frac{S_{xtal}}{C_L + C_p} \cdot F(s) \quad (1.100)$$

Assim, a relação entre a tensão de saída e a força aplicada ao sensor não depende da frequência, sendo no entanto função da capacidade de entrada do circuito de medida [2]. Uma nota final diz respeito à natureza da entidade a medir. Atendendo ao comportamento passa-alto do sensor, este dispositivo apenas responde a forças variáveis no tempo, não sendo portanto aplicável à medida de deformações constantes (o mesmo não acontece com os extensómetros!).

1.4.4 Sensores Piroeléctricos

Tal como o efeito piezoeléctrico, o efeito piroeléctrico verifica-se em materiais cristalinos que geram cargas quando sujeitas a uma determinada grandeza física. No entanto, e ao contrário do fenómeno piezoeléctrico, não é uma deformação mecânica que causa o aparecimento de uma carga eléctrica superficial mas sim a variação da temperatura, i.e. radiação electromagnética de baixo comprimento de onda.

Estruturalmente, um sensor piroeléctrico é em tudo similar ao sensor piezoeléctrico discutido anteriormente. De facto, e como se ilustra na figura 54, um sensor piroeléctrico consiste num cristal piroeléctrico polarizado sobre o qual são depositados dois eléctrodos metálicos em faces opostas. Esta estratégia de concepção constitui uma espécie de condensador que opera como sensor de temperatura.

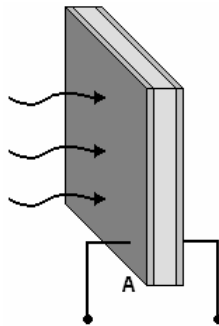


Fig. 54. Princípio de um sensor piroeléctrico.

Para este tipo de dispositivos, a variação térmica da polarização P em torno de uma dada temperatura T é definida por:

$$\rho = \frac{dP}{dT} \quad (1.101)$$

Onde ρ é designado por coeficiente piroeléctrico (sensibilidade do cristal).

Assim, quando radiação infravermelha incide no dispositivo modificando a sua temperatura verifica-se uma alteração da polarização que se reflecte no aparecimento de uma carga de superfície nas placas do condensador.

Considerando que o condensador possui uma área entre placas efectiva igual a A , a variação da carga nas armaduras é dada por:

$$dQ = A \cdot dP \quad (1.102)$$

Onde dP define a variação na polarização ou seja a variação na densidade superficial das cargas.

Atendendo a que $C = \varepsilon \cdot A \cdot d^{-1}$ e que $Q = C \cdot V_c$ então,

$$Q = \varepsilon \frac{A}{d} \cdot V_c \quad (1.103)$$

A variação da carga do material devido à variação da temperatura é

$$\frac{dQ}{dT} = \varepsilon \frac{A}{d} \cdot \frac{dV_c}{dT} \quad (1.104)$$

Atendendo à equação (1.102)

$$A \frac{dP}{dT} = \varepsilon \frac{A}{d} \cdot \frac{dV_c}{dT} \quad (1.105)$$

Como $dP/dT = \rho$

$$A\rho = \varepsilon \frac{A}{d} \cdot \frac{dV_c}{dT} \quad (1.106)$$

E finalmente, a variação da tensão aos terminais do condensador decorrente de uma variação da temperatura é:

$$dV_c = \frac{\rho d}{\varepsilon} \cdot dT \quad (1.107)$$

Tal como o sensor piezoeléctrico, o sensor piroeléctrico comporta-se como um gerador de cargas. Estas cargas são, como já foi dito, originadas por uma modificação na sua temperatura resultante de radiação infravermelha incidente. A figura que se segue mostra o circuito equivalente simplificado de um sensor piroeléctrico onde C_p e R_p já foram anteriormente definidas.

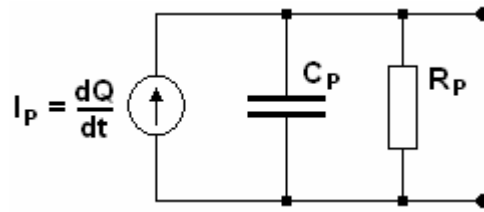


Fig. 55. Modelo de um sensor piroelétrico.

A corrente gerado por este dispositivo por efeito da temperatura pode ser medida recorrendo, por exemplo, a um conversor corrente-tensão como se mostra na figura 56. Esta estratégia de condicionamento de sinal será discutida mais à frente na secção 1.6.3.

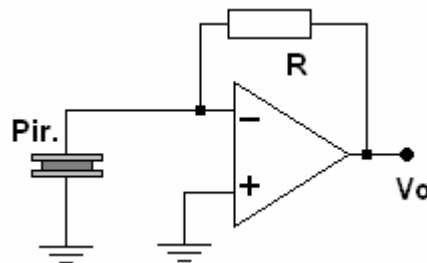


Fig. 56. Condicionamento de sinal par um sensor piroelétrico.

A aplicação mais comum para o efeito piroelétrico é a detecção de radiação térmica à temperatura ambiente. Este tipo de dispositivos tem sido aplicado em pirómetros (medição da temperatura sem contacto), sistemas de alarme, etc. [1]. A um nível doméstico, este tipo de sensores têm vindo a ser cada vez mais utilizado sob a forma de um interruptor piroelétrico. Um possível aspecto é ilustrado na figura que se segue.

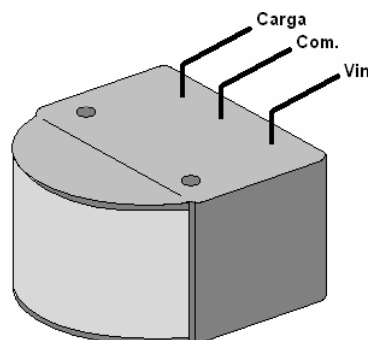


Fig. 57. Interruptor piroelétrico.

Estes interruptores aparecem no mercado com três terminais de ligação e com ajuste externo de sensibilidade. À frente do detector é aplicado um elemento de focagem cujo objectivo primordial é o de direccionar a radiação infravermelha para o sensor servindo também como protecção.

1.4.5 Sensores Fotovoltaicos

Num material semiconductor do tipo p os portadores majoritários são as lacunas no sentido em que existem mais lacunas disponíveis para a condução do que electrões. Já para o material semiconductor do tipo n verifica-se o contrário i.e. existem mais electrões livres do que lacunas para a condução. No momento em que estes dois tipos de semicondutores são unidos, e devido à agitação térmica, dá-se na região de junção um fenómeno de recombinação dos electrões em excesso do material n com as lacunas em excesso do material p . Como resultado verifica-se, em ambos os lados da superfície de contacto, uma redução da concentração dos portadores de carga livres. Mais ainda verifica-se que, em torno da junção, existe uma região no material do tipo p em que predominam electrões e uma região no material do tipo n em que predominam lacunas. Os iões positivos na região n e os iões negativos na região p produzem um campo eléctrico que se opõe à difusão de cargas adicionais através dessa barreira de potencial. Desta forma obtém-se um equilíbrio entre a corrente de difusão e a corrente induzida por esse campo eléctrico não se verificando, em regime estático, a passagem de portadores de carga de um material para outro.

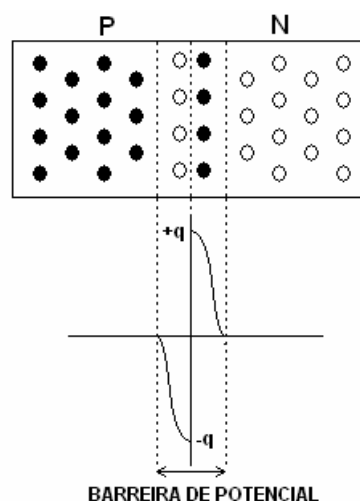


Fig. 58. Fenómeno de difusão num material semiconductor p-n.

O efeito fotovoltaico consiste no aparecimento de um potencial eléctrico numa junção $p-n$ quando radiação electromagnética de comprimento de onda adequada (designadamente na região referente à luz visível) ioniza a região de depleção.

A incidência de radiação electromagnética na junção com energia superior à da barreira de potencial cria pares adicionais de electrões/lacunas traduzindo-se, em última análise, numa diferença de potencial que pode ser avaliada aos terminais do dispositivo. Essa tensão em circuito aberto, ou alternativamente a corrente de curto circuito, aumenta com o aumento da intensidade da radiação até um ponto de saturação determinado pela energia da junção.

Assim, os sensores fotovoltaicos são usados em aplicações onde se pretende medir a intensidade luminosa ou, em alternativa, em aplicações onde a luz é usada para medir uma quantidade diferente (ex. detecção de passagem). Apesar do elevado número de dispositivos com esta base de funcionamento, nesta secção estudam-se dois: o fotodíodo e o fototransistor.

1.4.5.1 Fotodíodos

Embora qualquer díodo seja sensível à radiação electromagnética, os fotodíodos são dispositivos especialmente desenhados por forma a aproveitar ao máximo este efeito. Assim, relativamente aos díodos normais, os fotodíodos possuem uma área de exposição da zona de junção mais elevada e um encapsulamento especialmente concebido para ser permissivo à luz. Por este motivo o invólucro é normalmente transparente ou, em alternativa, possui uma janela ou lente de plástico transparente adaptada.

A resposta espectral dos fotodíodos depende do tipo de material e do encapsulamento. No que se refere ao material utilizado, a maior parte destes sensores são fabricados a partir de silício possuindo uma resposta espectral máxima para comprimentos de onda em torno dos 800nm. Contudo, quando se pretende melhor resposta a comprimentos de onda mais baixos, por exemplo na zona do infravermelho, o material usado é normalmente o germânio[4].

Na figura 59 mostra-se o esquema equivalente simplificado para um fotodíodo.

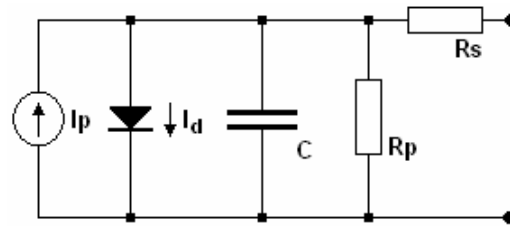


Fig. 59. Modelo aproximado de um fotodíodo.

Um fotodíodo pode ser visto como uma fonte de corrente em paralelo com um díodo ideal. A fonte de corrente I_p representa a corrente de origem fotoelétrica criada pelo fluxo de radiação.

A corrente I_d pode ser modelada, atendendo à equação de Shockley, pela seguinte expressão [1]:

$$I_d = I_o \left(e^{\frac{qV_d}{kT}} - 1 \right) \quad (1.108)$$

Onde I_o é a corrente inversa de saturação, V_d é a tensão aplicada ao díodo, q a carga de um electrão, k a constante de Boltzman e T a temperatura absoluta em Kelvin.

A corrente I_p é proporcional ao produto da densidade de fluxo incidente Φ pela área do detector A , podendo ser calculada por [1]:

$$I_p = \alpha q \Phi A \quad (1.109)$$

Onde α é uma constante que depende do dispositivo.

A resistência R_p representa a resistência dinâmica da junção possuindo tipicamente valores entre $10M\Omega$ e $1G\Omega$. Já R_s representa a resistência dos elementos semicondutores entre os terminais de acesso ao díodo e região de deplecção possuindo valores de resistência baixos, em torno das dezenas ou centenas de Ohms, sendo regra geral desprezável face à resistência de carga.

A capacidade C , normalmente da ordem dos pF, permite traduzir o comportamento da junção em regime dinâmico.

Apesar de neste texto, o fotodíodo ser catalogado como pertencente ao grupo dos sensores fotovoltaicos, este dispositivo é bastante versátil podendo ser usado em dois modos de funcionamento distintos: o modo fotovoltaico e o modo fotocondutor sendo este último, na prática, a forma mais comum de utilização. No modo de fotocondução, os fotodíodos são sujeitos a uma tensão de polarização reversa como se mostra na figura 60.

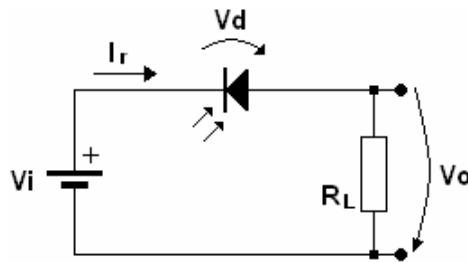


Fig. 60. Fotodíodo em modo de fotocondução.

Atendendo ao modelo da figura 59 e ao esquema anterior, a corrente reversa I_r é dada por:

$$I_r = -I_o \left(e^{\frac{qV_d}{kT}} - 1 \right) + I_p \quad (1.110)$$

que, para tensões de polarização reversas suficientemente elevadas toma a seguinte forma,

$$I_r \approx I_o + I_p \quad (1.111)$$

Salvo para fluxos de radiação incidentes pouco apreciáveis, a corrente reversa é muito menor que a corrente de origem fotoelétrica levando a que $I_r \approx I_p$.

Desta forma, a tensão de saída V_o é dada por:

$$V_o = R_L I_p \quad (1.112)$$

Ou alternativamente,

$$V_o = R_L \alpha q \Phi A \quad (1.113)$$

Assim, verifica-se que neste modo de funcionamento a relação entre a tensão de saída e o fluxo incidente é linear. Mais ainda assiste-se a uma diminuição do tempo de resposta e do um aumento da largura de banda do fotodíodo quando utilizado nesta configuração. Este facto deve-se ao aumento da região de deplecção provocada pela polarização, tendo como resultado uma diminuição da capacidade C. Contudo, uma limitação importante do modo de fotocondução prende-se com as correntes de obscuridade. De facto, para fluxos de radiação baixos, a corrente reversa de saturação introduz um erro de medida função da temperatura.

Na figura que se segue mostram-se alguns tipos de circuitos de detecção para fotodíodos utilizados no modo fotoconductor.

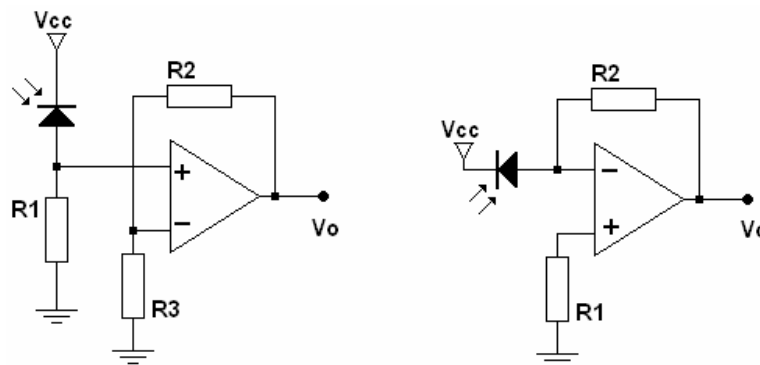


Fig. 61. Métodos de condicionamento para fotodíodos em modo fotoconductor.

Já para o modo fotovoltaico nenhuma polarização externa é associada ao díodo que funciona como conversor de energia. Nesta estratégia de sensorização, a intensidade da radiação incidente é medida através da avaliação da tensão em circuito aberto aos terminais do díodo.

Devido aos fenómenos de auto-compensação do díodo, um aumento da corrente dos portadores minoritários devido ao fluxo incidente implica um aumento da corrente dos portadores majoritários de forma a manter o equilíbrio. Assim, na situação de equilíbrio $I_r = 0$ o que implica que:

$$I_p = I_o \left(e^{\frac{qV_d}{kT}} - 1 \right) \tag{1.114}$$

Resolvendo em ordem a V_d (tensão aos terminais do díodo) vêm:

$$V_d = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{I_p}{I_o} \right) \quad (1.115)$$

Verifica-se assim, e contrariamente ao fotodíodo em modo de fotocondução, que a relação entre a tensão em circuito aberto do fotodíodo e o fluxo de radiação incidente na junção é não-linear. Mais ainda, e relativamente ao primeiro modo de funcionamento, verifica-se também um aumento da sensibilidade térmica e do valor da capacidade C. Assim, este modo de funcionamento oferece menor largura de banda e tempos de resposta mais elevados. Contudo, uma particularidade do modo fotovoltaico é a total ausência de corrente de obscuridade. De facto, sem qualquer polarização adicional nenhuma corrente percorre o díodo quando o fluxo electromagnético é inibido. Assim, com este método é possível a medição de fluxos luminosos mais baixos do que com a montagem em fotocondução.

Alguns exemplos de montagens de fotodíodos no modo fotovoltaico são ilustradas na figura que se segue.

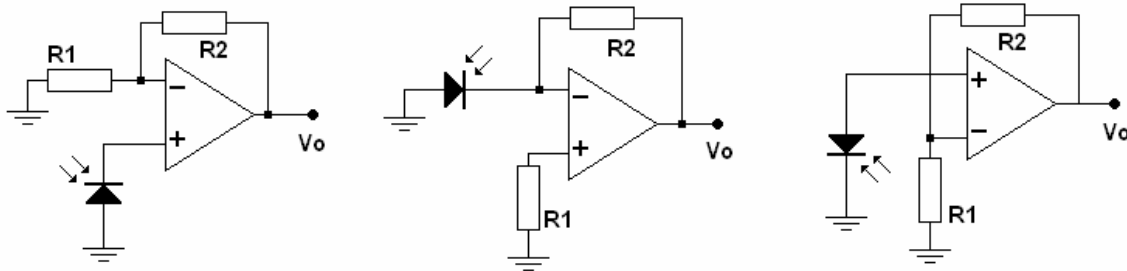


Fig. 62. Fotodíodos em modo fotovoltaico.

1.4.5.2 Fototransístores

Em termos concepção, um fototransístor consiste, tal como o transístor bipolar, num conjunto organizado de três camadas semicondutoras (normalmente do tipo n-p-n) em que o fenómeno de condução é dependente da radiação electromagnética que incide na junção base/colector (figura 63a). Desta forma, os pares electrão/lacuna gerados pelo efeito fotovoltaico constituem uma pequena corrente injectada na base que, em ultima análise, é responsável por

colocar o transistor na região activa. Adicionalmente, e tendo em consideração a matéria previamente exposta, o fototransistor pode ser visto como sendo um fotodiodo em paralelo com a junção base colector de um transistor bipolar normal como se ilustra na figura 63b. A corrente reversa do fotodiodo transforma-se na corrente de base do transistor sendo amplificada por uma quantidade que depende do ganho em corrente (h_{FE}) do transistor, i.e.

$$I_C = I_B(1 + h_{FE}) \quad (1.116)$$

A corrente I_B pode ser avaliada a partir da equação 1.110.

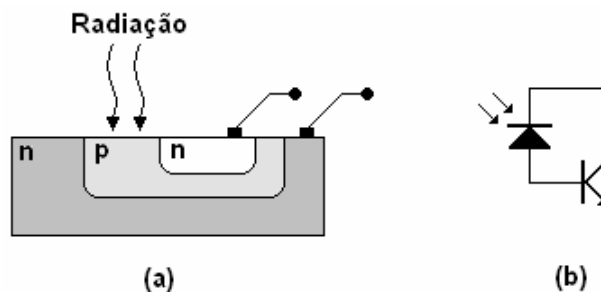


Fig. 63. (a) Estratégia de concepção. (b) conceito de funcionamento.

Em termos de encapsulamento, estes dispositivos possuem dois ou três terminais (é possível encontrar fototransistores com a base acessível) estando a junção base/colector exposta à luz através de uma pequena janela transparente implantada no invólucro. Na figura seguinte mostram-se dois possíveis encapsulamentos de fototransistores comerciais.

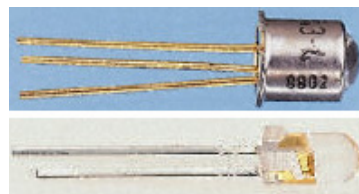


Fig. 64. Aspecto de fototransistores comerciais (com e sem base acessível).

O fototransistor pode ser utilizado em regime de comutação ou em regime linear. No regime de comutação, o dispositivo é utilizado apenas para a detecção da existência (ou não) de fluxo luminoso restringindo-se a sua operação a dois pontos de funcionamento distintos, i.e. o transistor ou se

encontra ao corte ou saturado. Desta forma, o fototransísttor pode assegurar o comando directo de, por exemplo, um relé ou uma porta lógica. Na figura que se segue ilustram-se alguns exemplos de utilização de fototransísttores em comutaçãõ [2].

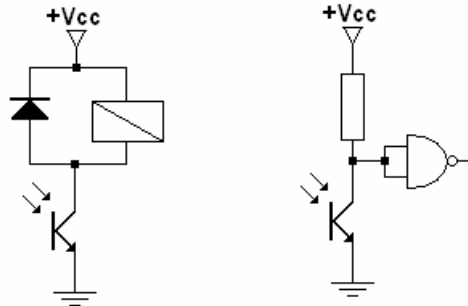


Fig. 65. Exemplos de fototransísttores em comutaçãõ.

O fototransísttor em regime linear nãõ é muito utilizado pois a sua característca quando comparada com, por exemplo a do fotodíodo, possui uma maior nãõ-linearidade. No entanto, para fototransísttores cuja base esteja electricamente acessível, é possível escolher um ponto de funcionamento onde a característca seja aproximadamente linear. A figura 66 mostra algumas montagens para fototransísttores em regime linear [2].

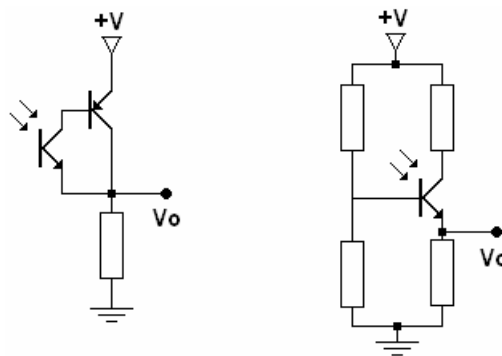


Fig. 66. Exemplos de fototransísttores em regime linear.

Comparativamente aos fotodíodos os fototransísttor possuem a vantagem de possuir maior sensibilidade pela introduçãõ de uma funçãõ interna de amplificaçãõ no entanto a sua resposta é bastante mais lenta (aproximadamente 10µs) implicando uma largura de banda mais reduzida. Mais ainda, devido à sua nãõ linearidade os fotodíodos sãõ normalmente escolhidos para aplicações de mediçãõ, sendo os fototransísttores relegados para aplicações de comutaçãõ.

1.4.5.3 Optoacopladores

Os isoladores ópticos constituem uma importante aplicação dos díodos emissores de luz e dos detectores fotosensíveis. Na sua forma mais simples, um isolador óptico é composto por um díodo emissor de infravermelhos opticamente ligado a um fotodíodo ou fototransístor (figura 67).

Este tipo de dispositivos oferecem isolamento galvânico entre a entrada e a saída que pode atingir 5KV sendo portanto elementos ideais para aplicações de interface sempre que seja necessário isolar electricamente dois circuitos (ex. o circuito de controlo da rede de alimentação). Podem ainda ser utilizados para a transmissão de sinais analógicos ou digitais proporcionando uma excelente imunidade ao ruído devido ao seu inerente factor de rejeição de sinais em modo comum (os sinais de modo comum presentes à entrada não fazem funcionar o LED!).

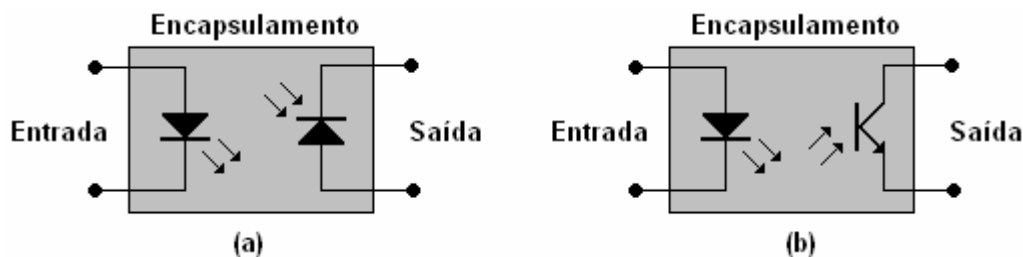


Fig. 67. Optoacopladores. (a) com fotodíodo. (b) com fototransístor.

Um isolador óptico usando um único díodo emissor e um fototransístor possui uma razão de transferência DC de, no mínimo, 20%. Caso seja necessário maior ganho de corrente, é possível usar um par *Darlington*, aumentando assim a razão de transferência para valores superiores a 300% [3].

1.5 Sensores Digitais

Na realidade esta secção deveria chamar-se 'métodos digitais de sensorização' pois na realidade não existem sensores para os quais o processo de sensorização resulte directamente numa saída digital. O processo usual é o de converter uma dada quantidade contínua no tempo num sinal digital por intermédio de um sensor sem a exigência explícita da conversão de uma

tensão analógica na sua equivalente digital [1]. Dentro deste contexto, no decorrer desta secção, serão objecto de estudo algumas técnicas de medida baseadas na medida da frequência de um sinal modulado pelo processo a medir recorrendo (ou não) a um qualquer elemento primário.

1.5.1 Tacómetro de Relutância Variável.

O tacómetro de relutância variável é um dispositivo que pode ser utilizado para a medição da velocidade angular ou posição de um veio. Em termos de concepção, este consiste numa roda dentada feita de um material ferromagnético solidária com o eixo cuja velocidade angular ou posição se pretende medir. O sensor propriamente dito consiste num enrolamento condutor disposto em torno de um íman permanente. Esta estratégia de sensorização é esboçada na figura que se segue.

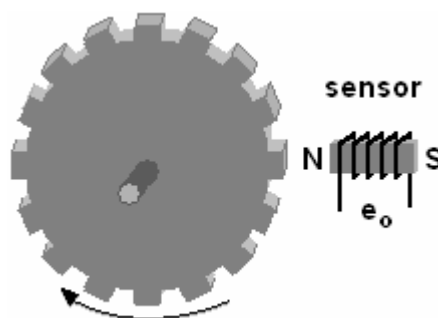


Fig. 68. Princípio de um tacómetro de relutância variável.

Devido à rotação da roda dentada, o intervalo de ar entre o sensor e o material ferromagnético é alterado traduzindo-se numa modificação da relutância do circuito magnético. Desta forma, o fluxo magnético na bobina varia resultando, em última análise, numa variação da força electromotriz induzida no enrolamento. Assim, se a roda possuir N dentes e rodar com uma velocidade angular ω , então a variação do fluxo com o tempo pode ser modelada por:

$$\Phi(\omega) = \Phi_0 + \Phi_a \cos(N\omega t) \quad (1.117)$$

Onde Φ_0 representa o valor médio do fluxo e Φ_a a amplitude da variação do fluxo [3]. Assim sendo, e atendendo à equação 1.80, a f.e.m. induzida num enrolamento composto por n espiras é:

$$e_o = -n \frac{d\Phi}{dt} = -n \frac{d}{dt} (\Phi_o + \Phi_a \cos(N\omega t)) \quad (1.118)$$

Logo vem que,

$$e_o = N\Phi_a n \omega \cdot \sin(N\omega t) \quad (1.119)$$

Desta última expressão verifica-se que a velocidade angular ou a posição relativa do eixo pode ser medida avaliando a amplitude da tensão de saída ou, alternativamente, analisando a frequência do sinal de saída visto que esta última está intimamente ligada à frequência do deslocamento da peça móvel.

Relativamente a esta última estratégia, um sistema de condicionamento de sinal poderia ser usado para transformar a f.e.m. induzida numa sequência de impulsos que poderia, por exemplo, servir para fazer avançar um contador digital. Desta forma, o número de impulsos contabilizados relativamente a uma posição de referência poderiam ser usados para medir a posição angular do eixo. Alternativamente, o registo do número de impulsos amostrados durante um determinado intervalo de tempo poderia servir para a avaliação da velocidade angular do sistema.

1.5.2 Codificador Incremental de Posição

Trata-se de um dispositivo mecânico muito simples que permite converter, de forma imediata, a posição de um eixo numa informação binária (posições lineares também podem ser medidas recorrendo a esta estratégia). Em termos de concepção, e para o caso de codificadores ópticos para posições angulares, este tipo de dispositivo consiste num disco com uma escala composta por segmentos alternadamente transparentes e opacos. Adicionalmente possui em posições diametralmente opostas relativamente a cada uma das faces do disco um ou mais emissor de luz e um conjunto de dispositivos sensíveis a essa mesma grandeza. Estes pares emissor/receptor são responsáveis pela 'leitura' da posição angular do disco.

Assim, considere-se o codificador incremental ilustrado na figura 69a. Este dispositivo gira solidário com a peça cuja posição se pretende conhecer. Para

este caso concreto o codificador é composto por um disco com doze aberturas igualmente espaçadas e por um par emissor e receptor de luz mecanicamente isolados do disco, i.e. a sua posição é fixa relativamente ao disco. O conjunto emissor/receptor é colocado em faces opostas do disco numa posição, relativamente ao centro do disco, igual à distancia das aberturas ao eixo. O emissor (por exemplo um LED) fornece radiação luminosa (visível ou não) e o receptor (normalmente um fototransistor) recebe essa radiação modulada pela velocidade angular do disco.

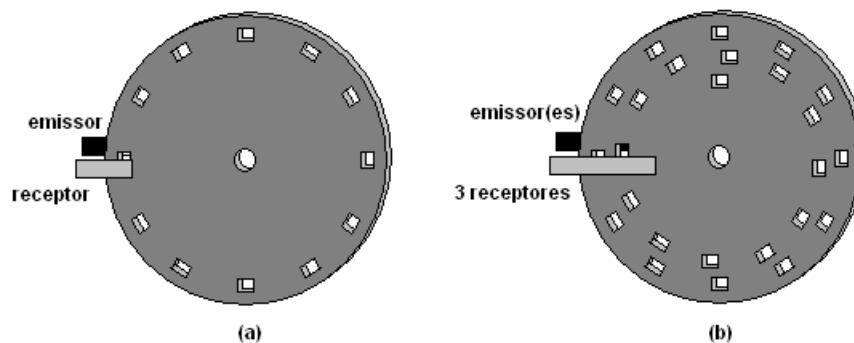


Fig. 69. Codificador incremental: (a) com uma pista (b) com três pistas.

Desta forma, com o movimento do disco, sempre que um feixe de luz passa através das aberturas no disco é detectado pelo receptor que gera, através de um condicionamento apropriado, um impulso eléctrico. O número de impulsos produzidos desde uma dada posição de referência é directamente proporcional à posição angular do disco, i.e. o deslocamento relativamente a uma referência arbitrária é conhecido por contagem de impulsos. Assim, e para o exemplo concreto da figura 69a, cada impulso de saída corresponde a um deslocamento angular de $\pi/6$ radianos. Se ocorrerem quatro impulsos desde a posição de referência, significa que a posição angular do eixo é de $2\pi/3$ radianos. O processo de contagem é efectuado normalmente através de um contador digital em que, por exemplo, o sinal de relógio é fornecido pela saída do detector. Devido à natureza periódica do processo, ao fim de cada revolução completa do disco o contador deve ser reinicializado a zero.

Apesar de simples, estes dispositivos conforme apresentados apresentam um problema no que se refere à detecção do sentido do movimento, i.e. um

codificador com apenas uma pista concêntrica de aberturas não é capaz de fornecer qualquer informação sobre o sentido do deslocamento. Desta forma, na prática, os codificadores ópticos incrementais são dotados com mais duas pistas concêntricas e dois receptores como se mostra pela figura 69b.

As duas pistas mais exteriores possuem o mesmo número de orifícios, igualmente espaçadas e com o mesmo tamanho mas desfasados mecanicamente de uma quantidade igual a metade da largura da abertura. Com esta estratégia o codificador é dotado com a capacidade de detectar não só a posição mas também a direcção da rotação. Assim, e para um deslocamento do disco no sentido horário os impulsos da pista mais exterior estão em avanço relativamente aos impulsos gerados pela outra pista e no sentido anti-horário, observa-se exactamente o contrário. Esta última afirmação é ilustrada na figura que se segue [2].

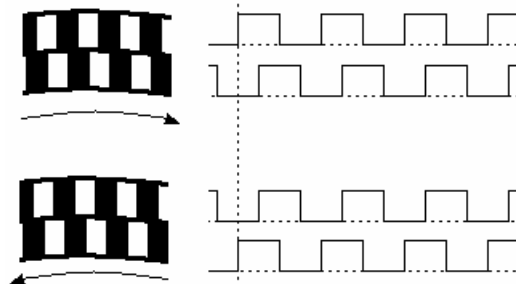


Fig. 70. Detecção do sentido de rotação para codificadores incrementais.

A pista mais interior (terceira pista) não é mandatória sendo composta por apenas uma abertura. Esta abertura pode ser usada para localizar a posição inicial ou então para permitir a contagem do número de revoluções ou reinicializar o contador.

Relativamente a outros sensores de posição, este tipo de dispositivos possui a vantagem de ser menos sensível a grandezas de influência contudo, e devido ao seu carácter discreto, a sua resolução é finita. Mais concretamente a sua resolução depende do número de aberturas no disco, i.e., para um disco composto por n aberturas a sua resolução é $2\pi/n$ radianos. Outra das grandes vantagens destes dispositivos é a sua simplicidade. De facto, este tipo de

codificador de posição apenas exige um número reduzido de pistas (2 ou 3) para discriminar não só a posição mas também o sentido do movimento. Contudo, como o valor da posição depende de uma referência, este processo de medida não é muito robusto. Assim, e no caso de perda da referência causada, por exemplo, por falha de energia eléctrica, a posição angular do processo a medir é também perdida.

1.5.3 Codificador Absoluto de Posição

Tal como o codificador incremental, o codificador absoluto para a determinação de posições angulares consiste num disco fendido ao qual é adaptado um sistema de leitura que, para o caso de codificadores ópticos, consiste num par emissor de luz e num dispositivo sensível a essa mesma grandeza. Contudo esta é a única semelhança deste último dispositivo relativamente ao primeiro. Com efeito, o sensor incremental fornece a posição angular com base no número de impulsos gerados desde uma dada posição de referência. Já o codificador absoluto fornece, não um conjunto de impulsos mas uma palavra binária que define univocamente e sem necessidade de qualquer referência a posição angular do eixo.

Em termos conceptuais, o disco do codificador axial absoluto está dividido em n pistas e em 2^n sectores idênticos sobre os quais se encontram materializados, por intermédio de troços opacos e transparentes, as palavras binárias associadas à posição que se pretende traduzir segundo uma qualquer estratégia de codificação. Tal como para o codificador incremental, o número de dispositivos de leitura tem que ser tantos quanto o número de pistas do disco. Na figura 71a mostra-se um exemplo de um codificador absoluto de posição, com três pistas (oito sectores) e três sensores para detectar os pulsos de luz. Sobre o disco encontra-se embebido, usando a codificação binária natural, as oito posições angulares distintas que podem ser diferenciadas.

A codificação recorrendo ao código binário natural oferece a vantagem de poder ser directamente utilizado por um dispositivo de tratamento de dados. Contudo possui a desvantagem de apresentar a alteração de mais do que um

bit para posições angulares consecutivas. Teoricamente isto não seria um problema, mas na prática se os dispositivos de leitura não estão alinhados com precisão então, durante a transição de posição, é possível que a modificação dos valores dos bits não sejam simultâneos podendo dar origem a erros de medida elevados.

Para contornar este problema recorre-se, entre outras técnicas, à utilização de códigos binários reflectidos como é o caso do código Gray (figura 71b). Para este tipo de codificação, entre posições angulares consecutivas apenas um bit é alterado assim, e em caso de erro por alinhamento, o erro máximo é apenas igual à resolução do codificador. No entanto este tipo de codificação requer a sua transposição para binário natural [1].

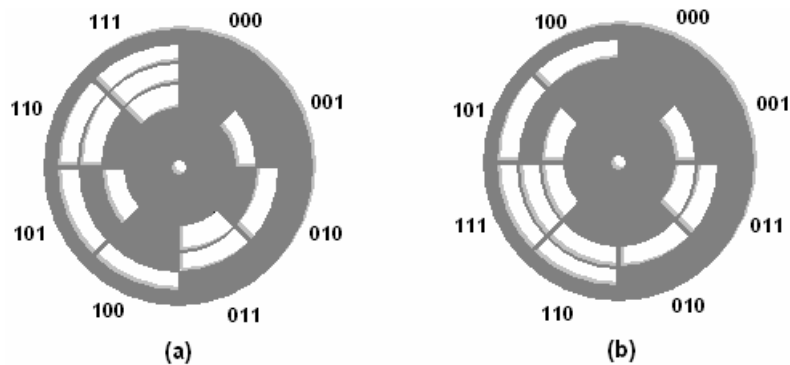


Fig. 71. Codificador absoluto: (a) binário natural (b) código Gray.

É obvio verificar que a resolução deste tipo de dispositivos está relacionado com o número de secções do disco. Assim, para um codificador com n pistas a resolução é igual a $2\pi/2^n$ radianos. Na prática, estes tipo de codificadores possuem normalmente dez pistas (excepcionalmente doze) o que lhes permite fornecer a posição com uma resolução de aproximadamente aproximadamente 0.35° [3].

Relativamente ao codificador axial incremental, o codificador absoluto apresenta a desvantagem de possuir um número bastante mais elevado de pistas implicando um sistema de leitura de maior complexidade (o numero de sensores é maior e devem estar perfeitamente alinhados). No entanto possui a vantagem de fornecer directamente o valor correspondente a cada posição

sem necessidade de qualquer referência. Mais ainda, e em caso de falha no sistema de alimentação, a posição angular do processo a medir nunca é perdido.

1.5.4 Efeito Doppler.

Considere-se um emissor que emite radiação (electromagnética ou não) com velocidade c e comprimento de onda λ para um receptor. Suponha-se agora que o emissor se desloca com uma velocidade \vec{v} relativamente ao receptor no sentido do primeiro se aproximar do segundo (figura 72). Neste contexto a radiação emitida parece chegar ao receptor com uma velocidade aumentada de v' onde esta grandeza corresponde à componente da velocidade relativa na direcção recta que une o emissor e o receptor. Este fenómeno é designado por efeito Doppler e é a base de muitos dispositivos de medida de velocidade.

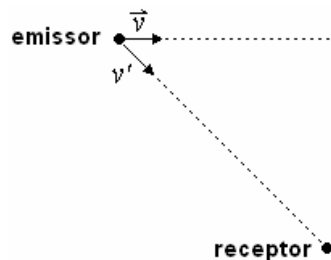


Fig. 72. Princípio do efeito Doppler.

No caso do emissor estar em repouso relativamente ao receptor, a radiação emitida chegaria a este último com frequência:

$$f = \frac{c}{\lambda} \quad (1.120)$$

Quando o emissor se move relativamente ao receptor com velocidade v' , a radiação emitida chega ao receptor com frequência:

$$f' = \frac{c + v'}{\lambda} \quad (1.121)$$

Onde v' tem sinal positivo se o emissor se aproxima do receptor ou sinal negativo no caso contrário. Assim, no receptor o desvio em frequência devido ao efeito Doppler é:

$$f' - f = \frac{v'}{\lambda} = \frac{fv'}{c} \quad (1.122)$$

Em muitos métodos de medida é vulgar o emissor e o receptor estarem fisicamente próximos e em repouso relativo sendo a velocidade avaliada sobre um alvo reflector que se move. Nesta perspectiva a radiação emitida é reflectida e recebida de novo no ponto de emissão traduzindo-se num desvio em frequência que é duplo do desvio da situação avaliada anteriormente, i.e.

$$f' - f = \frac{2fv'}{c} \quad (1.123)$$

O processo de detecção é normalmente a desmodulação com um detector de produto. Nesta estratégia a frequência emitida e a recebida são multiplicadas uma pela outra obtendo-se duas componentes em frequência em torno da frequência do sinal emitido como se mostra na figura seguinte.

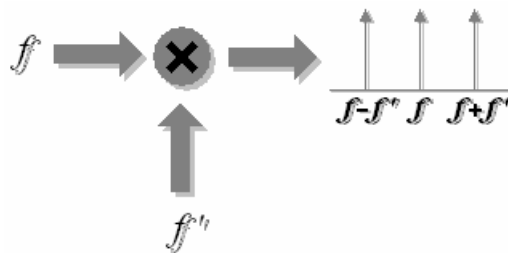


Fig. 73. Princípio de detecção do efeito Doppler.

As componentes em frequência obtidas são assim a soma e a diferença das duas frequências introduzidas no multiplicador. Através de filtragem adequada e atendendo a (1.122) ou (1.123) é possível estimar a velocidade do emissor (ou alvo). Assim, um dos exemplo de aplicação mais comuns da utilização deste princípio físico consiste na estimação, a partir de um dado referencial, da velocidade média dos automóveis. No entanto outras aplicações são possíveis tais como a medida de caudais de líquidos.

1.6 Técnicas de Condicionamento de Sinal

Como já foi dito anteriormente, o sinal de saída de um sensor numa cadeia de medida carece normalmente de processamento de forma a que este possua as características necessárias para a própria utilização pelo estágio de operação

seguinte. O sinal proveniente de um sensor pode, por exemplo, possuir uma amplitude muito baixa, interferências, ser não-linear, etc. Assim sendo o circuito de condicionamento de sinal executa normalmente uma ou mais das seguintes operações:

- Conversão de sinal (ex. impedância/ frequência ou impedância/ tensão).
- Manipulação do sinal (ex. linearização ou compensação de grandezas de influência).
- Filtragem (ex. eliminação da f.e.m. induzida pelos 50Hz da rede eléctrica).
- Amplificação.

Ao longo desta secção serão analisadas algumas das operações mais comuns no condicionamento de sinal de sensores. Numa primeira fase aborda-se o tema da conversão e manipulação de sinal para sensores passivo, à qual se seguirá algumas estratégias de condicionamento recorrendo a amplificadores.

1.6.1 Conversão Impedância/Tensão

Como já foi dito anteriormente, as variações de impedância de um sensor passivo ligadas à variação de uma dada entidade que se pretende medir só pode ser traduzida sobre a forma de um sinal eléctrico associando ao sensor uma fonte de tensão (ou corrente) e geralmente outras impedâncias constituindo assim uma primeira etapa do condicionador de sinal do sensor.

A informação contida no sinal eléctrico proveniente do condicionamento pode estar contida quer na sua amplitude quer na sua frequência. Neste item serão objecto de revisão algumas técnicas de condicionamento de sinal aplicadas a sensores passivos em que a informação proveniente do processo a medir está embebida na amplitude da tensão de saída. Mais concretamente serão objecto de estudo as montagens potenciométricas e as pontes.

1.6.1.1 Montagens Potenciométricas: Medida de Resistências

1º Caso: *Montagem potenciométrica com resistência de polarização fixa.*

A forma mais óbvia de converter resistência em tensão é a partir de um simples divisor resistivo como se mostra na figura 74. A resistência R_s refere-se à resistência exibida aos terminais do sensor quando sujeito a uma qualquer grandeza a medir e a resistência R_1 diz respeito a uma resistência fixa.

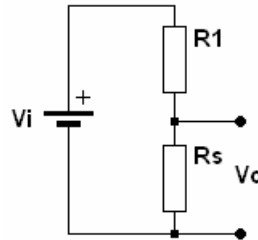


Fig. 74. Divisor de tensão com resistência de polarização fixa.

A função de transferência do circuito é simplesmente,

$$V_o = \frac{R_s}{R_s + R_1} V_i \quad (1.124)$$

Observe-se que a relação entre a resistência R_s e o valor da tensão de saída V_o é uma relação não-linear. Contudo se R_1 for escolhida de tal forma que $R_1 \gg R_s$ para toda a gama dinâmica da resistência do sensor então a relação anterior pode ser aproximada a:

$$V_o = \frac{R_s}{R_1} V_i \quad (1.125)$$

Como R_1 é fixa, a relação entre a variação da resistência do sensor e a tensão de saída do circuito de condicionamento é directamente proporcional.

Atendendo ao que foi anteriormente dito deverá então a resistência R1 possuir um valor o mais elevado possível?

Bom na verdade não. Atendendo à expressão (1.125) verifica-se que a sensibilidade deste tipo de condicionamento de sinal é dada por:

$$\frac{dV_o}{dR_s} = \frac{V_i}{R_1} \quad (1.126)$$

Assim quanto maior o valor de R_1 menor será a sensibilidade da montagem. Portanto a escolha do valor de R_1 é um compromisso entre linearidade e sensibilidade, i.e. maior linearidade implica menor sensibilidade e vice versa.

Por outro lado este tipo de montagem, apesar de simples, por si só não possui a capacidade de compensar os erros de medida associados à detectabilidade que o sensor exhibe a outras grandezas. Por forma a contornar este problema apresenta-se a seguir duas estratégias que permitem eliminar o efeito, no valor da tensão medida, das componentes devidas a grandezas de influência parasitas.

2º Caso: Montagem potenciométrica com resistência de polarização sensível às grandezas de influência.

Para este segundo caso a resistência fixa do caso anterior é substituída por uma resistência sensível às grandezas de influência parasitas a que o sensor está submetido (normalmente a temperatura). Na prática o divisor de tensão é feito recorrendo a dois sensores exactamente idênticos colocados sobre as mesmas condições ambientais mas em que apenas um é sujeito a entidade a medir. Esta estratégia de compensação é exemplificada na figura que se segue.

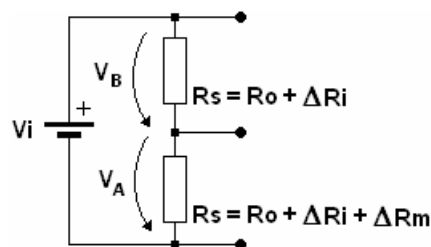


Fig. 75. Divisor de tensão recorrendo a dois sensores idênticos.

A resistência superior é sujeita apenas às grandezas de influência enquanto que a segunda é também sujeita ao processo a medir. Assim, se considerarmos que o valor da resistência do sensor é devido a uma componente ΔR_i correspondente ao incremento em resistência devido às grandezas de influência e a uma componente ΔR_m correspondente ao

incremento de resistência devido à grandeza a medir, o valor da diferença da queda de tensão em cada resistência é dada por,

$$V_o = V_A - V_B = \frac{\Delta R_m}{2R_o + 2\Delta R_i + \Delta R_m} V_i \quad (1.127)$$

Onde R_o se refere ao valor da resistência do sensor em repouso. Considerando que $R_o \gg |\Delta R_i + \Delta R_m|$, a expressão anterior resume-se a:

$$V_o = \frac{\Delta R_m}{2R_o} V_i \quad (1.128)$$

Assim, e atendendo à condição imposta, verifica-se que a tensão de saída depende apenas da componente de resistência devida à entidade que, efectivamente, se pretende medir.

Um exemplo da aplicação desta estratégia de condicionamento de sinal pode ser observada, por exemplo, na compensação da temperatura em extensómetros. Como já foi visto anteriormente, uma das grandezas que mais influencia o valor da resistência de um extensómetro é a temperatura. De forma a compensar o sinal condicionado desta grandeza de influência um par de extensómetros é montado sobre a mesma base deformável mas com sentidos de deformação perpendiculares como se mostra na figura que se segue.

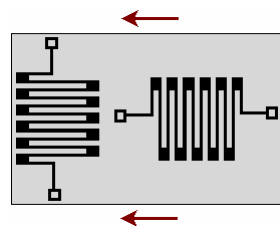


Fig. 76. Compensação de grandezas de influência em extensómetros.

Assim, se a deformação é imposta no sentido das setas, apenas o primeiro sensor apresenta uma variação da resistência devido a este fenómeno. O segundo como está orientado perpendicularmente à força aplicada não fornece qualquer variação de resistência devido à deformação. No entanto como ambos estão colocados sobre as mesmas condições ambientais ambos estão sujeitos às mesmas grandezas de influência. Deste modo se ambos forem

ligados em divisor de tensão como se mostrou anteriormente, a tensão de saída será apenas proporcional (para pequenas variações de resistência quando comparadas com a resistência que o dispositivo exibe em repouso) à componente da resistência devida à deformação.

3º Caso: A resistência de polarização possui uma variação contrária à do sensor.

Nesta estratégia de compensação, a resistência de polarização do sensor possui uma variação idêntica em módulo e oposta em sinal ao incremento de resistência devido à grandeza a medir (fig. 77). O conceito subjacente a esta forma de condicionamento de sinal foi já introduzido na secção (1.3.2.2).

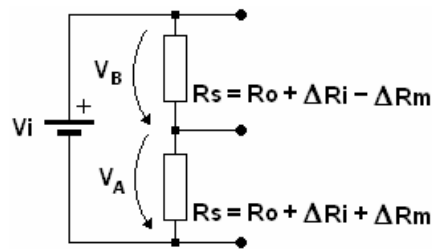


Fig. 77. Montagem de dois sensores em ‘push-pull’.

Para a montagem de sensores em ‘push-pull’ como se mostra na figura anterior, considerando que a tensão de saída é a diferença entre as tensões V_A e V_B a função de transferência do circuito toma a seguinte forma:

$$V_o = V_A - V_B = \frac{\Delta R_m}{R_o + \Delta R_i} V_i \quad (1.129)$$

Se $R_o \gg |\Delta R_i|$ então

$$V_o = \frac{\Delta R_m}{R_o} V_i \quad (1.130)$$

Se se comparar (1.130) com (1.128) verifica-se que a sensibilidade aumentou para o dobro. Além desta vantagem, já foi visto anteriormente que este tipo de configurações podem ser usadas para linearizar o comportamento de alguns tipos de sensores face à entidade a medir.

Um exemplo de aplicação deste processo de condicionamento pode ser dado considerando de novo o caso do extensómetro. Neste contexto um par de extensómetros é montado sobre uma mesma base deformável mas de tal forma que, para uma mesma deformação, a sua variação de resistência possua sinais contrários. Este efeito é conseguido se os extensómetros forem montados como mostra a figura 78, i.e. um à tracção e outro à compressão.

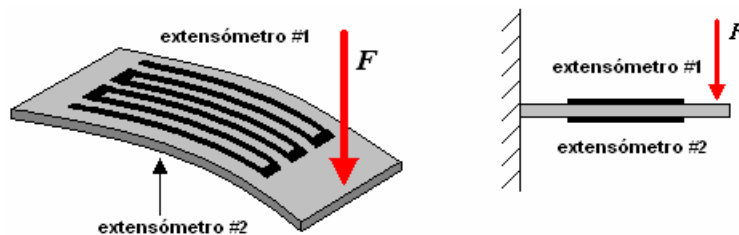


Fig. 78. Variações complementares de resistência de um par de extensómetros.

Assim, segundo o sentido da força representada, o extensómetro #1 vê o seu comprimento aumentado (aumentando simultaneamente a sua resistência) e o extensómetro #2 vê o seu comprimento diminuir da mesma quantidade reflectindo-se numa diminuição da resistência igual, em valor absoluto, ao aumento da resistência do extensómetro #1.

1.6.1.2 Montagens Potenciométricas: Medida de Impedâncias

O conceito de condicionamento de sinal por divisão de tensão pode também ser extrapolado para o caso em que os sensores possuam como saída impedâncias complexas. Alguns tipos de sensores já estudados pertencem a esta classe como é o caso dos sensores capacitivos e indutivos. A estratégia subjacente ao condicionamento de sinal por montagem potenciométrica de sensores cuja saída é uma impedância complexa é ilustrada na figura que se segue.

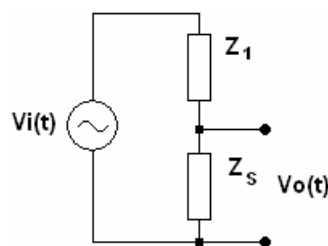


Fig. 79. Conversão Impedância/Tensão por divisor de tensão.

O sensor de impedância $Z_s = R_s + jX_s$ é colocado em série com uma impedância $Z_1 = R_1 + jX_1$. O par de impedâncias é alimentado por uma fonte de tensão sinusoidal cuja impedância interna se considera negligenciável.

Para este tipo de condicionadores de sinal, e devido ao facto da fonte de tensão ser sinusoidal, o sinal de medida $V_o(t)$ consistirá numa modulação em amplitude do sinal de entrada $V_i(t)$ devido a variações da impedância do sensor. Desta forma uma operação de desmodulação e filtragem é normalmente levada a cabo de modo a remover a informação contida na amplitude do sinal. Como se sabe da teoria do sinal, de forma a que esta operação seja realizável a frequência da fonte deve ser no mínimo dupla da máxima componente em frequência do sinal de medida. Mais ainda, e por forma a tornar a operação de filtragem mais fácil, i.e. com filtros de baixas ordens, na prática a frequência do sinal de entrada é escolhido de forma a que a sua frequência seja aproximadamente cinco vezes superior à frequência do sinal de excitação. É no entanto necessário ter em linha de conta que, para frequências relativamente elevadas, as capacidades e indutâncias parasitas deixam de ser negligenciáveis [2].

Segundo a natureza da impedância de polarização Z_1 é possível caracterizar entre outras, duas situações distintas. A primeira diz respeito ao caso em que a impedância é puramente ohmica. Nessa situação a variação da saída $\Delta V_o(t)$ devida a uma variação na impedância do sensor ΔZ_m é:

$$\Delta V_o(t) = \frac{R_1 \cdot \Delta Z_m}{(R_1 + Z_o + \Delta Z_m)(R_1 + Z_o)} V_i(t) \quad (1.131)$$

Se $R_1 \gg |Z_o|$

$$\Delta V_o(t) = \frac{\Delta Z_m}{R_1} V_i(t) \quad (1.132)$$

A segunda situação presume que Z_1 é uma impedância idêntica à do sensor. Mais ainda, essa impedância na prática consiste num sensor idêntico ao sensor

utilizado para efectuar as medições. Com esta estratégia obtém-se uma compensação das grandezas de influência, melhora-se a linearidade do condicionador e, dependendo da estratégia de compensação, pode obter-se um aumento da sensibilidade.

Em resumo pode dizer-se que as montagens potenciométricas para o condicionamento de sensores passivos possuem a vantagem de serem simples no entanto são altamente sensíveis a tensões parasitas. De facto, se considerarmos o caso particular ilustrado na figura 80 em que uma tensão parasita V_p é adicionada à f.e.m. V_i , o valor da tensão de saída em função da resistência do sensor é dada por:

$$V_o = \frac{R_o + \Delta R_m}{R_1 + R_o + \Delta R_m} V_i + \frac{R_o + \Delta R_m}{R_1 + R_o + \Delta R_m} V_p \quad (1.133)$$

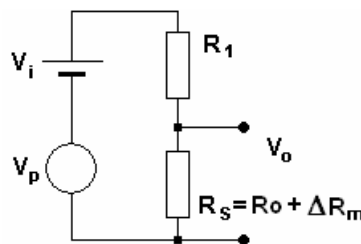


Fig. 80. Influência no sinal de medida de f.e.m. parasitas.

Assim existe uma componente no sinal de saída dependente do valor da f.e.m. parasita. Uma forma de minimizar este problema é recorrendo à montagem do sensor em ponte.

1.6.1.3 Circuitos em Ponte: Medida de Resistências

Uma ponte consiste num circuito eléctrico composto por uma montagem potenciométrica dupla. Essa montagem pode ser efectuada com apenas elementos resistivos e uma fonte de tensão contínua como se mostra na figura 81a ou alternativamente as impedâncias são complexas e a fonte de tensão é sinusoidal como se mostra na mesma figura em (b).

A ponte da figura 81a é conhecida por ponte de Wheatstone e pode ser usada sob duas perspectivas distintas. A primeira diz respeito à medida do valor de

uma resistência desconhecida por comparação com valores padrão das restantes resistências dos braços. A segunda refere-se à sua utilização na detecção de pequenas variações na resistência de um ou mais dos seus braços. É nesta última estratégia que assentam as técnicas de condicionamento com interesse para esta disciplina.

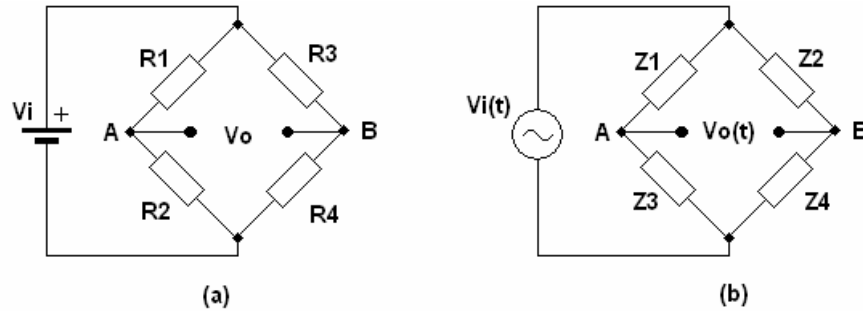


Fig. 81. Ponte de medida para impedâncias (a) puramente reais (b) complexas.

Observando a figura 81a é fácil verificar que a tensão de saída será uma tensão diferencial. Com efeito se V_A for a diferença de potencial no ponto A e V_B a mesma grandeza no ponto B do circuito então,

$$V_o = V_A - V_B \text{ ou } V_o = V_B - V_A \quad (1.134)$$

Atendendo que as d.d.p. nos pontos A e B podem ser obtidos por simples divisores de tensão,

$$V_o = V_i \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \quad (1.135)$$

Note-se que a saída será nula se o numerador for nulo, i.e., $R_2 R_3 = R_1 R_4$. Se esta condição for satisfeita diz-se que a ponte se encontra em equilíbrio. Quando o valor das resistências varia a partir do equilíbrio, verifica-se que a variação da tensão de saída é proporcional à variação das resistências. De facto, se determinarmos a sensibilidade da ponte à variação das resistências obtém-se o seguinte conjunto de equações:

$$\frac{\partial V_o}{\partial R_1} = V_i \frac{-R_2}{(R_1 + R_2)^2} \quad (1.136)$$

$$\frac{\partial V_o}{\partial R_2} = V_i \frac{R_1}{(R_1 + R_2)^2} \quad (1.137)$$

$$\frac{\partial V_o}{\partial R_3} = V_i \frac{R_4}{(R_3 + R_4)^2} \quad (1.138)$$

$$\frac{\partial V_o}{\partial R_4} = V_i \frac{-R_3}{(R_3 + R_4)^2} \quad (1.139)$$

Assim, a variação global da tensão de saída devido à variação parcial de cada resistência é dada por:

$$\Delta V_o = V_i \left[\left(\frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} \right) \left(\frac{\Delta R_2}{R_2} - \frac{\Delta R_1}{R_1} \right) + \left(\frac{R_3 R_4}{(R_3 + R_4)^2} \right) \left(\frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right) \right] \quad (1.140)$$

Atendendo às equações anteriores verifica-se que a tensão de desequilíbrio, apesar de proporcional, não é uma função linear da variação das resistências da ponte. Considerando que na situação de equilíbrio,

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_o \quad (1.141)$$

(caso mais usual) então a variação de apenas uma das resistências de um dado ramo de ΔR conduz a uma tensão de saída igual a:

$$V_o = \frac{V_i}{4} \left(\frac{\Delta R}{R_o + \frac{1}{2} \Delta R} \right) \quad (1.142)$$

que é claramente não linear. Contudo, para variações de resistência muito menores do que a resistência do dispositivo em repouso a equação anterior pode ser aproximada a:

$$V_o = \frac{V_i}{4} \left(\frac{\Delta R}{R_o} \right) \quad (1.143)$$

Tal como para a montagem potenciométrica estudada anteriormente a não linearidade da ponte (assim como do sensor) pode ser melhorada recorrendo a configurações que incluem mais do que um sensor. Mais ainda é possível obter

um aumento de sensibilidade do dispositivo de medida assim como compensação de grandezas de influencia. Desta forma, de entre outras possibilidades, introduzem-se cinco configurações distintas de montagem em ponte.

1º Caso

Este é o caso mais simples de condicionamento de sinal para sensores resistivos recorrendo a uma montagem em ponte. Nesta estratégia apenas um sensor é montado num dos ramos da ponte como se mostra na figura subsequente.

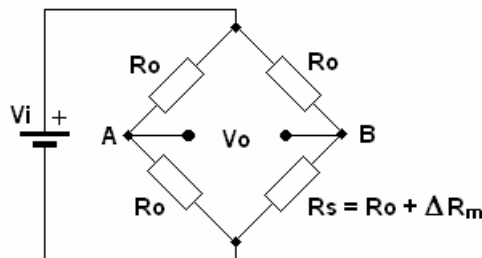


Fig. 82. Montagem em ponte de um sensor resistivo.

Para esta topologia a relação entre a tensão medida e a variação ΔR_m do sensor é dada pela seguinte equação:

$$V_o = \frac{V_i}{4} \left(\frac{\Delta R_m}{R_o + 0.5\Delta R_m} \right) \tag{1.144}$$

Como se viu anteriormente, a relação entre a tensão medida e a variação de resistência é não-linear podendo apenas ser considerada aproximadamente linear para os casos em que a variação da resistência é baixa comparativamente com a sua resistência em repouso. Mais ainda, apesar de simples esta montagem não possui a capacidade de eliminar, da tensão de medida, o efeito das grandezas de influência.

2º Caso

Nesta situação um segundo sensor, idêntico ao primeiro e sujeito à mesma grandeza de medida, é colocado num braço oposto da ponte.

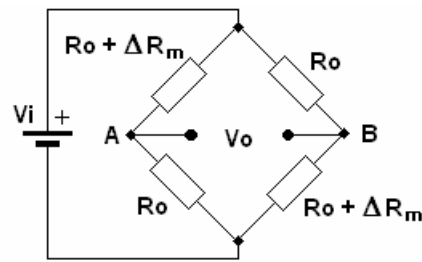


Fig. 83. Montagem em ponte de dois sensores resistivos em braços opostos.

Para este caso, a relação entre a variação da resistência do sensor e a tensão de medida é dada por:

$$V_o = \frac{V_i}{2} \left(\frac{\Delta R_m}{R_o + 0.5\Delta R_m} \right) \tag{1.145}$$

Tal como para a montagem anterior a função de transferência é não-linear (linearizável apenas para pequenas variações de resistência). No entanto comparando (1.145) com a equação (1.144) verifica-se que, pela imposição de mais um sensor idêntico no braço oposto, se conseguiu um aumento da sensibilidade da montagem para o dobro. Contudo, com esta topologia não é possível eliminar, da tensão medida, a influência de grandezas parasitas.

3º Caso

Outra configuração possível consiste em montar no braço adjacente ao usado para o sensor, um segundo sensor, idêntico ao primeiro, sujeito apenas às grandezas de influência como se ilustra na figura 84.

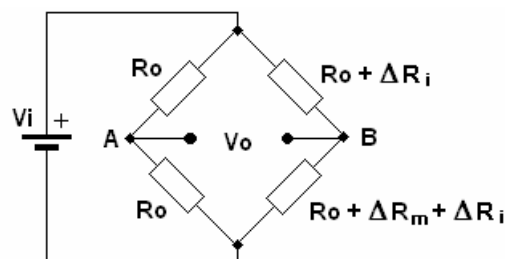


Fig. 84. Dois sensores idênticos em que apenas um é sujeito à entidade a medir.

Tal como se fez para os casos anteriores, a função de transferência da montagem é descrita matematicamente pela seguinte equação:

$$V_o = \frac{V_i}{4} \left(\frac{\Delta R_m}{R_o + 0.5(\Delta R_m + \Delta R_i)} \right) \quad (1.146)$$

Como normalmente $\Delta R_m \gg \Delta R_i$,

$$V_o = \frac{V_i}{4} \left(\frac{\Delta R_m}{R_o + 0.5\Delta R_m} \right) \quad (1.147)$$

Com esta estratégia de montagem, a sensibilidade e o erro de não-linearidade é aproximadamente idêntico ao obtido no primeiro caso. Contudo, com esta topologia é possível compensar a tensão de medida das flutuações de resistência do sensor devido a outras grandezas que não aquela que se pretende medir.

4º Caso

Este caso é similar ao anterior contudo neste caso ambos os sensores estão sujeitos à grandeza a medir. Se a variação da resistência dos sensores tiverem o mesmo sentido, a única diferença relativamente à montagem anterior reside no facto de esta ser duas vezes mais sensível. Se, por outro lado a variação da resistência dos sensores tiverem sentidos distintos conforme se mostra na figura 85, a relação entra a tensão de saída e a variação da resistência é dada por:

$$V_o = \frac{V_i}{2} \left(\frac{\Delta R_m}{R_o + \Delta R_i} \right) \quad (1.148)$$

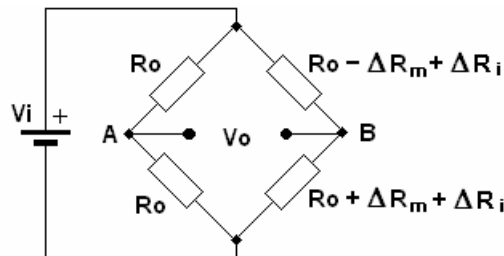


Fig. 85. Montagem em ponte de dois sensores idênticos.

Assim, verifica-se que com esta estratégia de condicionamento não só se duplica a sensibilidade relativamente ao terceiro caso como também se melhora a linearidade (Porquê?).

5º Caso

Esta última estratégia é, de entre todas, a mais complexa. De facto, esta montagem requer o uso de quatro sensores idênticos segundo a seguinte configuração:

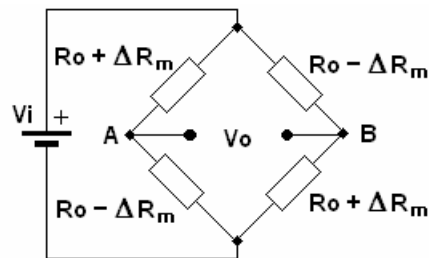


Fig. 86. Montagem em ponte de quatro sensores idênticos.

Para este método de condicionamento de sinal, a relação entre tensão medida e a variação da resistência é dada pela seguinte expressão:

$$V_o = V_i \left(\frac{\Delta R_m}{R_o + \Delta R_i} \right) \quad (1.149)$$

Comparando com a equação (1.148) verifica-se que a única vantagem desta montagem relativamente à anterior reside no facto de duplicar a sensibilidade.

1.6.1.4 Circuitos em Ponte: Efeito dos Condutores de Ligação

Os cálculos derivados até agora para todas as estratégias de ligação dos sensores passivos em ponte presumiam que estes dispositivos se encontravam suficientemente próximos da ponte de tal forma que as perturbações introduzidas pelos fios de ligação eram negligenciáveis. Contudo isto nem sempre acontece existindo processos onde obrigatoriamente o elemento sensor se situa a uma determinada distância do circuito de condicionamento.

Assim, considere que um sensor resistivo se encontra ligado a uma ponte de Wheatstone por dois fios eléctricos (supostos idênticos em características e tamanho) de resistência R_C não negligenciável face à resistência R_S do sensor.

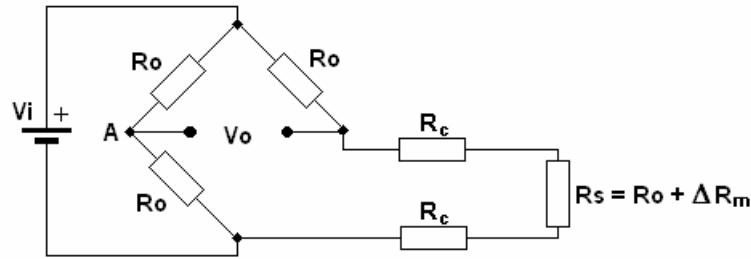


Fig. 87. Perturbação na ponte devido à resistência dos condutores de ligação ao sensor.

Considerando que a resistência dos fios é imutável, a introdução no circuito de condicionamento destas resistências parasitas, além de uma possível redução na sensibilidade da montagem (**demonstre este facto**), não representa qualquer degradação da qualidade da medida, i.e. o erro de medida continua a depender dos mesmos factores das montagens analisadas anteriormente. De facto a introdução de resistências adicionais no braço de medida da ponte apenas requer um aumento, por exemplo, no valor da resistência entre o ponto **A** e a massa para o equilíbrio inicial da ponte. Esse aumento é nada mais nada menos do que o dobro do valor da resistência de um condutor como se mostra na figura seguinte.

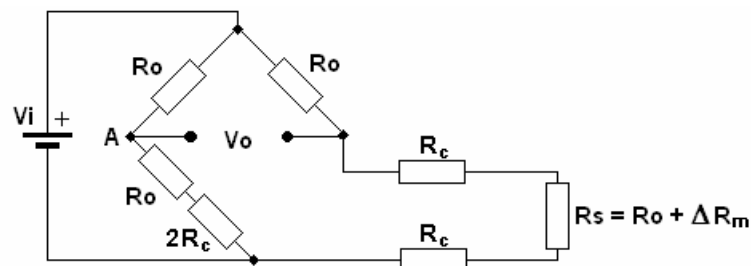


Fig. 88. Possível estratégia de equilíbrio da ponte.

Considere-se agora que a resistência dos fios condutores não é imutável, i.e. durante o processo de medida tomam valores distintos. Essa variação de resistência pode ser devida à variação da temperatura a que os condutores podem estar sujeitos. Assim, se a variação da resistência dos fios for considerável face à variação da resistência do sensor (como é o caso dos extensómetros), o valor do erro de medida por avaliação da tensão de desequilíbrio será elevado (principalmente o erro de *offset*).

Por forma a contornar este fenómeno existem diversas estratégias de compensação a fim de tornar a tensão de desequilíbrio o mais independente possível da variação da resistência nos condutores de ligação. Uma das formas é designada por montagem a três condutores e possui o seguinte aspecto [2]:

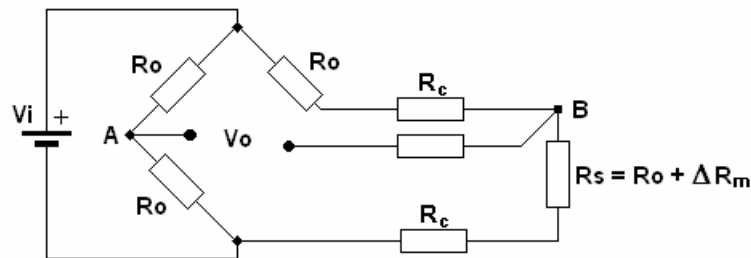


Fig. 89. Compensação do erro de medida com montagem a três condutores.

Nesta estratégia de compensação além dos condutores de ligação do sensor à ponte um terceiro condutor, supostamente idêntico aos outros, é utilizado. Tal como se observa da figura anterior, será sobre este último que a tensão de desequilíbrio será medida. Assim, e considerando que todos os condutores de ligação possuem iguais dimensões, composições e estão sujeitos às mesmas variações de temperatura (o mesmo é dizer que se encontram fisicamente próximos) as suas variações de resistência serão idênticas. Desta forma qualquer incremento de resistência no braço de medida devido à variação da resistência do condutor será acompanhada por um incremento de resistência, de igual valor absoluto no braço adjacente obrigando a que o erro de *offset* na tensão V_{BA} devido à variação das resistências com a temperatura seja nulo.

Será que, apesar do erro de offset da tensão diferencial entre os pontos A e B ser nulo também conduz a um erro de offset nulo para a tensão de medida V_o ?

Na realidade se se considerar que a resistência de entrada do estágio responsável pela avaliação de V_o (por exemplo um voltímetro) é muito elevada relativamente à resistência do terceiro condutor (o que normalmente acontece!) a resistência equivalente da série entre ambas as resistências é aproximadamente igual à resistência do estágio de medida. Assim, variações da resistência do terceiro condutor não introduzem erros de *offset* apreciáveis.

1.6.1.5 Circuitos em Ponte: Medida de Impedâncias Complexas

Tal como nas montagens potenciométricas estudadas anteriormente, as pontes também podem ser usadas para medir variações em impedâncias complexas. Para este fim a fonte de tensão constante é substituída por uma fonte de tensão alternada e algumas (ou todas) as resistências por impedâncias complexas.

Existe um elevado número de estratégias que permitem a medição de impedâncias complexas em ponte umas apresentando vantagens e desvantagens relativamente a outras [2]. Assim, esta secção limita-se a apresentar dois circuitos distintos para medição de impedâncias complexas: um para medir impedâncias capacitivas e outro para medir impedâncias indutivas.

A medição de impedâncias capacitivas pode ser levada a cabo utilizando a ponte ilustrada na figura 90 [2].

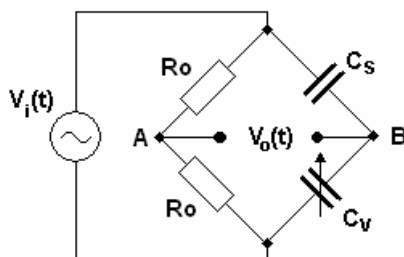


Fig. 90. Ponte de Sauty [2].

Esta montagem é designada por ponte de Sauty e o seu equilíbrio é feito recorrendo a um condensador variável C_V colocado no braço adjacente ao braço de medida. É imediato verificar que a função de transferência deste circuito possui a seguinte forma:

$$V_o(t) = \frac{V_i(t)}{2} \cdot \frac{C_V - C_S}{C_V + C_S} \quad (1.150)$$

Analisando a equação anterior verifica-se que a ponte está em equilíbrio para $C_V = C_S$.

Por outro lado a avaliação de impedâncias indutivas pode ser realizada recorrendo à ponte de Maxwell como se mostra na figura 91 [2].

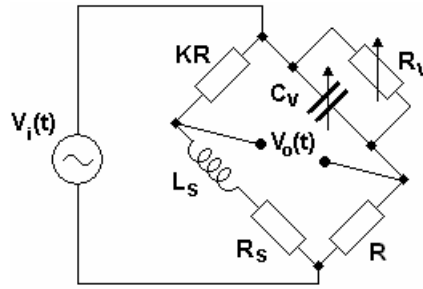


Fig. 91. Ponte de Maxwell [2].

Para esta ponte a condição de equilíbrio é atingida fazendo $Z_s Z_v = KR^2$ e a sua função de transferência considerando $K = 1$ e $R = |Z_o|$ é:

$$V_o(t) = \frac{V_i(t)}{2} \cdot \frac{R + \Delta Z_s}{(R + Z_o)^2} \tag{1.151}$$

1.6.2 Conversão Impedância/Frequência

Até ao momento todas as técnicas de condicionamento de sinal analisadas tinham por base a conversão de variações de impedância em variações da amplitude de uma tensão contínua ou alternada. Um método alternativo consiste na observação não da amplitude mas da frequência do sinal de saída face a uma variação da impedância de um determinado sensor passivo. Como base deste tipo de circuitos de condicionamento encontram-se os osciladores. Estes circuitos fornecem um sinal cuja frequência é modulada pela informação proveniente do processo a medir por variação da impedância do sensor.

Codificando a informação na frequência em detrimento da codificação na amplitude possui a vantagem de oferecer melhor imunidade às interferências electromagnéticas visto que estas normalmente se sobrepõem à amplitude e não à frequência. Outra vantagem é o facto de que a conversão da informação sobre a forma numérica é facilitada visto ser necessário apenas contabilizar os períodos (*recorde o que foi dito na secção referente aos sensores digitais*).

Contudo, para este tipo de condicionamento de sinal a relação entre a frequência de saída e a variação da impedância do sensor é não-linear [1].

Existem basicamente dois tipos de osciladores: os osciladores sinusoidais e os osciladores de relaxação. Os primeiros tem por base a variação da frequência de uma onda sinusoidal devido às perturbações num circuito ressonante provocadas por variações de impedância. São exemplos de osciladores sinusoidais o oscilador Colpitts e o oscilador Hartley [1]. Já o oscilador de relaxação têm por base um multivibrador astável que não é mais do que um gerador de sinais rectangulares. Alguns exemplos de montagens que podem ser usadas em condicionamento de sinal para sensores passivos são mostrados nas figuras que se seguem.

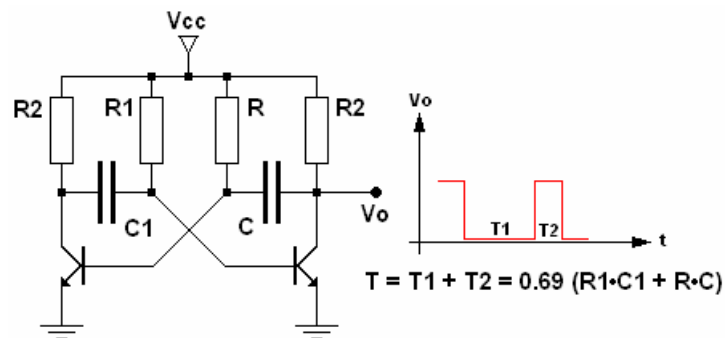


Fig. 92. Multivibrador aestavel com dois transístores [2].

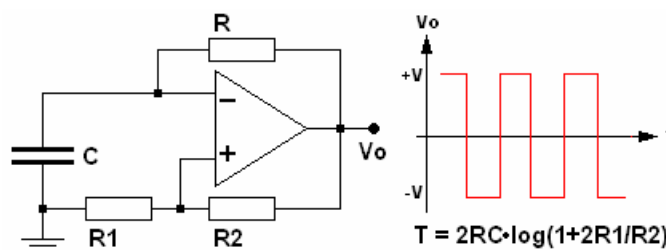


Fig. 93. Multivibrador aestavel com amplificador operacional [2].

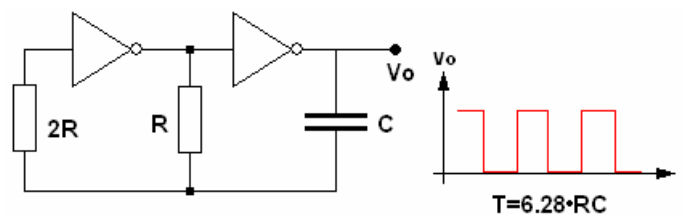


Fig. 94. Multivibrador aestavel com portas lógicas CMOS(inversoras).

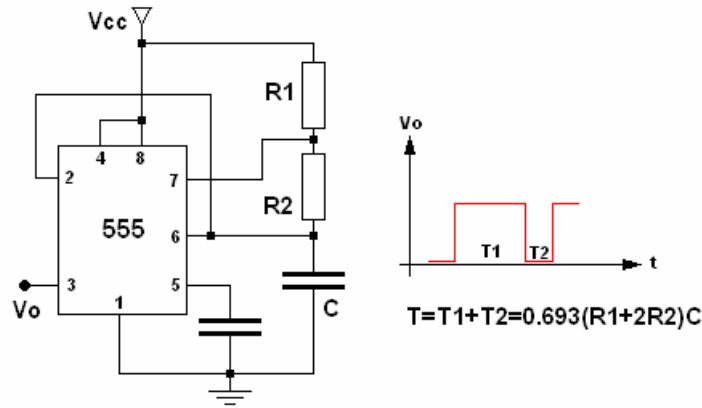


Fig. 95. Multivibrador aestavel com integrado LM/NE555.

Para qualquer um dos casos destacados o sensor pode ser qualquer um dos componentes resistências ou condensadores cujo valor influenciem a frequência do sinal de saída.

1.6.3 Pré-Amplificadores

Qualquer sensor passivo associado ao seu circuito de condicionamento (ex. extensómetro montado em ponte de Wheatstone) ou sensor activo pode se visto, a partir dos seus terminais de saída, como sendo equivalente a um circuito composto por uma fonte e uma impedância interna.

Neste contexto, um sensor pode ser traduzido numa de duas formas possíveis: como gerador de tensão ou, alternativamente, como gerador de corrente (fig. 96). O facto de se encarem os sensores sob uma ou outra perspectiva está muitas vezes ligada, não ao facto da sua impedância interna ser elevada ou não, mas à sua linearidade, i.e. se o seu comportamento for linear para cargas elevadas convém considerá-lo como fonte de tensão caso contrário considera-se como fonte de corrente.

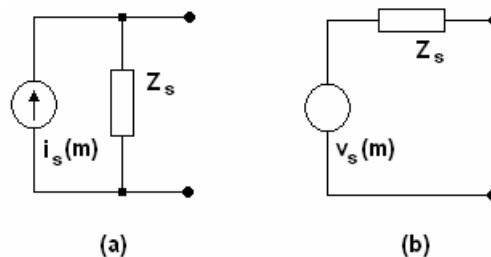


Fig. 96. Aproximação de sensores: (a) fonte de corrente (b) fonte de tensão.

Assim, para um determinado sensor, o circuito de condicionamento que se lhe segue deve possuir uma impedância de entrada de acordo com o tipo de comportamento que se pretende que este exiba.

Se for objectivo a medição da corrente de um sensor electricamente equivalente a uma fonte de corrente i_s em paralelo com uma impedância interna, possivelmente variável, Z_S (fig. 96a) recorrendo a um dispositivo cuja impedância interna é Z_i , a corrente de medida é dada por:

$$i_m(m) = i_s(m) \frac{Z_S}{Z_i + Z_S} \quad (1.152)$$

Atendendo a esta expressão verifica-se que a impedância do circuito de medida deve ser muito inferior à impedância do sensor para que o sinal recolhido $i_m(m)$ seja praticamente igual à corrente fornecida pelo sensor e independente da sua impedância. Se este facto se verificar então $Z_i + Z_S \approx Z_S$ e a corrente de medida passa a ser expressa pela seguinte relação:

$$i_m(m) \approx i_s(m) \quad (1.153)$$

Por outro lado se a informação correspondente à entidade a medir é fornecida sobre a forma de uma f.e.m. em série com uma impedância Z_S (fig. 96b) o sinal em tensão medido por um circuito com impedância de entrada Z_i possui a seguinte relação com a f.e.m. $V_S(m)$:

$$V_m(m) = V_S(m) \frac{Z_i}{Z_i + Z_S} \quad (1.154)$$

De forma a minimizar a influência da impedância do sensor no sinal medido, a impedância do dispositivo de medida deve ser muito superior à do sensor. Se este facto se verificar então $Z_i + Z_S \approx Z_i$ e,

$$V_m(m) \approx V_S(m) \quad (1.155)$$

Conclui-se que o dispositivo de condicionamento de sinal deve possuir uma impedância apropriada ao modelo de funcionamento do sensor adoptado. Mais ainda, e devido ao baixo nível de potência fornecido pelos sensores um dos

papéis do circuito de condicionamento passa, sem dúvida, pela amplificação. Além da razão já enunciada, a necessidade de amplificação surge por diversas outras razões entre as quais se encontra a necessidade de elevar o nível dos sinais provenientes do sensor por forma a que o bloco subsequente da cadeia de medida os possa processar. Mais ainda, se o sensor se encontrar fisicamente afastado desse bloco existindo portanto necessidade de transmissão de informação (muitas vezes em ambientes electricamente ruidosos) a amplificação tem também por objectivo melhorar a relação sinal/ruído, i.e. quanto mais elevado for o nível do sinal menos importantes serão, relativamente a ele, os sinais introduzidos na transmissão.

Por estas e outras razões, a base da maior parte dos sistemas de condicionamento de sinal é o amplificador operacional (AMPOP). O amplificador operacional é um amplificador de corrente contínua do tipo diferencial com elevado ganho possuindo duas entradas uma inversora e outra não-inversora. O comportamento deste tipo de dispositivos é regulado por uma malha de realimentação e possuem, idealmente, as seguintes características [7]:

- Ganho de tensão em malha aberta infinito.
- Impedância de entrada e largura de banda infinita.
- Impedância de saída nula.

Este tipo de amplificadores aparecem no mercado sobre a forma de circuito integrado com diversos encapsulamentos e características por forma a se adaptarem mais especificamente a uma ou outra função. Os amplificadores são dispositivos altamente versáteis podendo servir de interface tanto para sensores com sinal em corrente como com sinal em tensão.

Seguidamente apresentam-se algumas das topologia básicas associadas aos AMPOPs assim como respectivas funções de transferência considerando ideais as suas características.

1.6.3.1 Amplificador Inversor

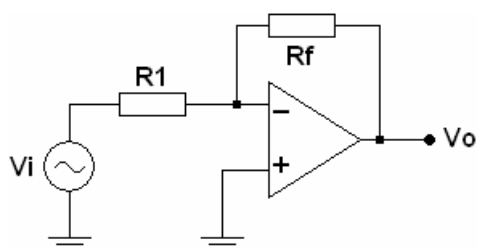


Fig. 97. Amplificador Inversor.

$$V_o(t) = -V_i(t) \frac{R_f}{R_1} \tag{1.156}$$

1.6.3.2 Amplificador Não-Inversor

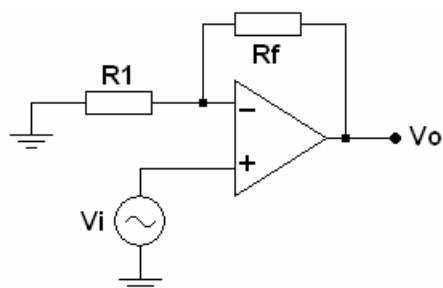


Fig. 98. Amplificador Não-Inversor.

$$V_o(t) = V_i(t) \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \tag{1.157}$$

1.6.3.3 Amplificador Somador

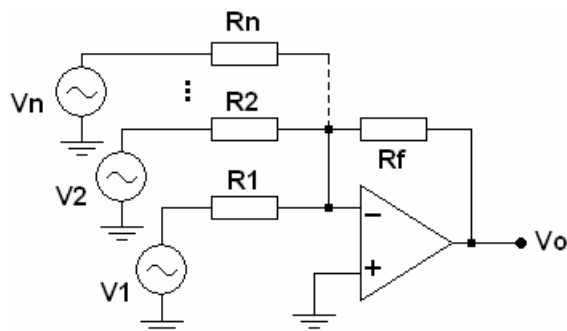


Fig. 99. Amplificador Somador.

$$V_o(t) = - \left(V_1(t) \frac{R_f}{R_1} + V_2(t) \frac{R_f}{R_2} + \dots + V_n(t) \frac{R_f}{R_n} \right) \quad (1.158)$$

1.6.3.4 Amplificador Diferencial

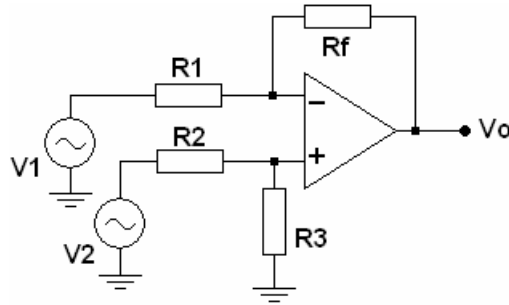


Fig. 100. Amplificador Diferencial.

$$V_o(t) = \left(\frac{R_3}{R_3 + R_2} \right) \left(\frac{R_f}{R_2} + 1 \right) V_2(t) - \frac{R_f}{R_1} V_1(t) \quad (1.159)$$

Se $R_1 = R_2$ e $R_3 = R_f$

$$V_o(t) = \frac{R_f}{R_1} (V_2(t) - V_1(t)) \quad (1.160)$$

1.6.3.5 Integrador

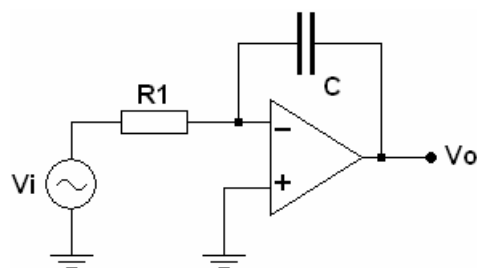


Fig. 101. Integrador.

$$V_o(t) = - \frac{1}{R_1 C} \int V_i(t) dt \quad (1.61)$$

1.6.3.6 Amplificador Logarítmico

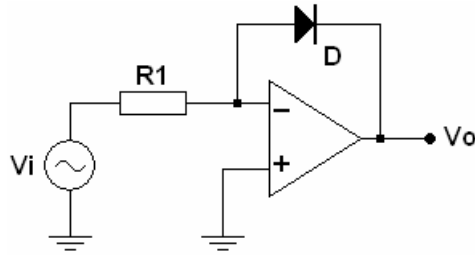


Fig. 102. Amplificador logarítmico.

$$V_o(t) = -C \ln\left(\frac{V_i(t)}{R_1}\right) \quad (1.162)$$

Onde C é uma constante.

1.6.3.7 Linearização com AMPOP's

Outro domínio de aplicação deste tipo de dispositivos é na linearização do comportamento quer de sensores quer dos circuitos de conversão associados. Como exemplo recorde-se o que foi dito anteriormente a respeito da relação entre a variação da tensão e a variação da resistência de um sensor numa montagem em ponte. Verificou-se que para a maior parte das montagens, a relação entre estas duas grandezas era não-linear podendo ser aproximadamente linear considerando que a variação na resistência do sensor devido à influência do processo a medir era muito menor do que o valor da resistência do dispositivo em repouso. O AMPOP pode ser utilizado para contornar esta situação como se mostra na figura seguinte:

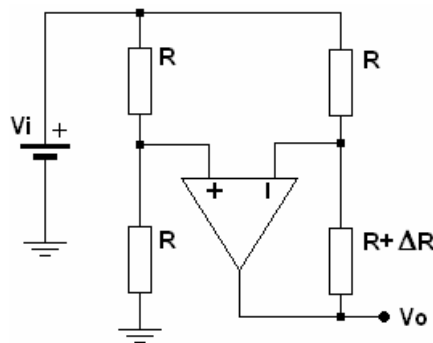


Fig. 103. Linearização de uma ponte de Wheatstone.

Para esta montagem em ponte o valor da tensão de saída em função da variação da resistência do sensor possui a seguinte expressão matemática:

$$V_o = -\frac{V_i}{2} \left(\frac{\Delta R}{R} \right) \quad (1.163)$$

Assim, para esta montagem, a relação entre ambas as grandezas é sempre linear e independente da taxa de variação da resistência do sensor.

1.6.3.8 Fontes de Erro em AMPOP's

Até ao momento todas as funções de transferência determinadas para as diversas montagens com AMPOP's tiverem como base o pressuposto de que estes possuam as características ideais enunciadas anteriormente. Contudo, apesar de estas suposições serem uma boa aproximação prática, para muitos circuitos é imperativo interiorizar a ideia de que na realidade este tipo de dispositivos não são ideais. Pelo facto de, teoricamente se partir de um modelo ideal, na prática deve ter-se em atenção os erros introduzidos devido a esse pressuposto. Entre outros, os erros de aproximação ao modelo ideal devem-se a:

- Tensões de *offset* de entrada

Consistem no aparecimento, à saída do amplificador, de uma tensão diferente de zero quando ambas as entradas do dispositivo são ligadas à massa. Este efeito deve-se a um desequilíbrio nos transístores de entrada devido ao facto de ser impossível a sua realização exactamente idêntica.

- Correntes de Polarização

Este fenómeno traduz-se no aparecimento de numa tensão de desvio à saída devido ao facto da impedância de entrada do dispositivo não ser infinita.

- Deriva

A deriva é um problema encontrado em amplificadores DC e consiste numa incapacidade de distinguir o efeito de uma deriva na tensão de saída do efeito no sinal de saída devido a sinais que variam lentamente no tempo. Algumas das causas são a deriva com a temperatura, com a tensão de alimentação e com o envelhecimento.

- Erros de ganho

Teoricamente, quando um amplificador operacional é usado na sua configuração diferencial admite-se que este possui ganhos idênticos para ambas as entradas. Contudo, na prática, este facto não é perfeitamente conseguido Assim, qualquer assimetria entre os ganhos de cada uma das entradas reflecte-se, em última análise, em erros na tensão do sinal de saída. Considerando que A_1 é o ganho em tensão da entrada não-inversora e A_2 o ganho da entrada inversora, a saída do AMPOP é dada por:

$$V_o = A_1V^+ - A_2V^- \quad (1.164)$$

No caso ideal $A_1 = A_2 = A_v$ e logo,

$$V_o = A_v(V^+ - V^-) \quad (1.165)$$

Na realidade $A_1 \neq A_2$ e para este caso a saída do dispositivo é modelada pela seguinte equação:

$$V_o = A_d(V^+ - V^-) + A_{mc}(V^+ + V^-) \quad (1.166)$$

onde

$$A_d = \frac{A_1 + A_2}{2} \quad (1.167)$$

é chamado de ganho diferencial e

$$A_{cm} = \frac{A_1 - A_2}{2} \quad (1.168)$$

é designado por ganho em modo-comum. A razão entre o ganho diferencial e o ganho em modo comum é designado por razão de rejeição em modo-comum sendo fornecida pelos fabricantes em dB i.e.,

$$CMRR = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_{mc}} \right| \quad (1.169)$$

Valores típicos de $CMRR$ para AMPOPs comuns situam-se em torno dos 90dB. Quanto maior for este valor maior é a capacidade do dispositivo eliminar sinais idênticos que se apresentem simultaneamente a ambas as entradas

É de salientar que no domínio da instrumentação, a configuração diferencial é muito utilizada de forma a eliminar sinais de modo comum que aparecem nos dois terminais do sensor (ex. f.e.m induzidas).

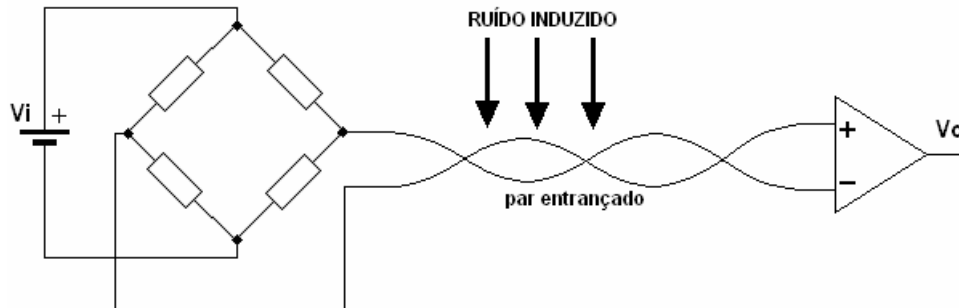


Fig. 104. Rejeição de sinais em modo comum.

1.6.3.9 Amplificador de Instrumentação

Um amplificador de instrumentação é basicamente uma amplificador diferencial que foi otimizado em termos dos seus parâmetros DC. Em particular CMRR, correntes e tensões de *offset* e derivas com a temperatura. O circuito básico de um amplificador de instrumentação é ilustrado na figura subsequente.

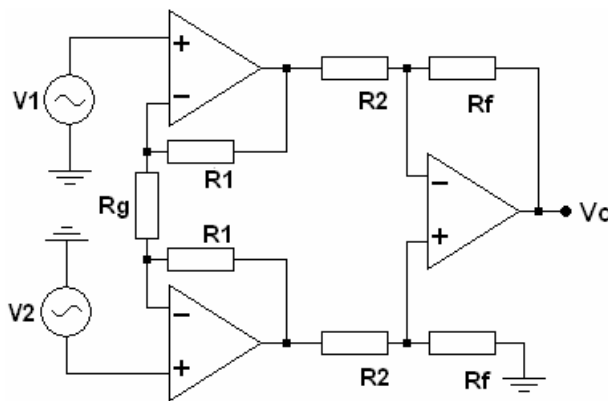


Fig. 105. Amplificador de instrumentação.

A função de transferência deste amplificador é dada por:

$$V_o(t) = (V_2(t) - V_1(t)) \left(\frac{R_f}{R_2} \right) \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_g} \right) \quad (1.170)$$

Além do elevado CMRR e da elevada impedância de entrada esta configuração possui a vantagem de permitir o ajuste do ganho diferencial por variação de

apenas uma resistência R_g . Como esta resistência não está ligada aos terminais de entrada a variação do ganho não afecta a impedância de entrada nem o factor de rejeição em modo comum.

1.6.3.10 Amplificador Chopper

O problema da deriva da saída em amplificadores de corrente contínua põe em causa a aplicabilidade deste tipo de dispositivos quando se deseja amplificar sinais de amplitude muito baixa da ordem dos μV ou nA . De forma a contornar este problema é possível recorrer a uma técnica que consiste em converter a corrente ou tensão contínua em alternada, amplificar esse sinal e finalmente recuperar de novo a grandeza contínua à saída. A este tipo de amplificadores é dado o nome de *choppers* e a estratégia subjacente ao seu funcionamento é ilustrado pela seguinte figura [1].

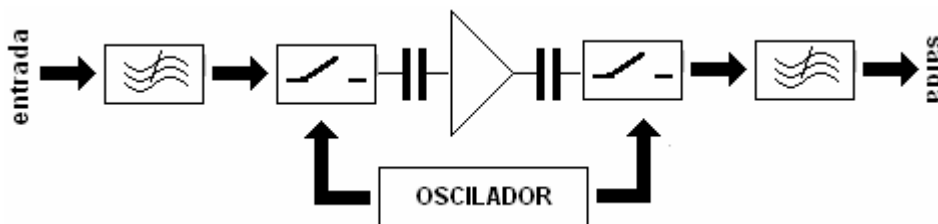


Fig. 106. Amplificador *chopper*.

O primeiro filtro passa baixo é necessário apenas para garantir que o sinal introduzido é limitado em banda. Numa primeira etapa o sinal de entrada modula um sinal alternado (em geral uma onda quadrada) sendo fornecida a um amplificador DC por acoplamento AC. O sinal amplificado é posteriormente desmodulado e a componente contínua é recuperada.

Apesar de contornarem os problemas associados à deriva dos amplificadores os *choppers*, por si só, possuem uma aplicabilidade limitada pois exigem que a frequência do sinal de entrada seja muito menor que a frequência de modulação (obviamente). Desta forma esta classe de amplificadores é utilizado em conjunção com amplificadores de corrente contínua numa configuração como se mostra na figura 107.

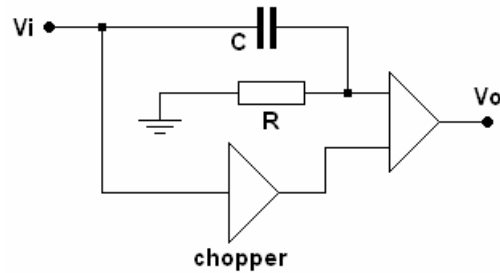


Fig. 107. Amplificador estabilizado com chopper.

Esta estratégia de amplificação consiste em separar do sinal de entrada as componentes de alta frequência das componentes de baixa frequências. Cada uma dessas componentes é amplificada em estágios separados sendo adicionadas no fim de modo a formar o sinal de saída. Deste modo contorna-se o problema da deriva e simultaneamente aumenta-se a largura de banda do conjunto.

1.6.3.11 Amplificador de Carga.

Basicamente, um amplificador sensível à carga é um amplificador operacional inversor com uma capacidade como impedância de realimentação como se mostra na figura subsequente.

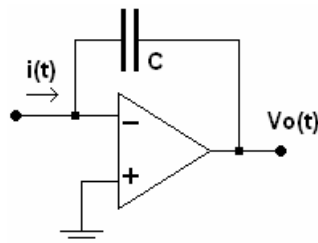



Fig. 108. Amplificador de carga.

No caso ideal em que o amplificador tem ganho infinito e impedância de entrada também infinita, o sinal de saída de um amplificador de carga é dado por.

$$V_o(t) = \frac{\int i(t) dt}{C} = \frac{q}{C} \quad (1.171)$$

Este dispositivo de condicionamento de sinal fornece uma tensão proporcional à carga podendo ser usado em duas situações distintas:

- Uma é aquela em que a grandeza a traduzir é proporcional à carga que aparece nos eléctrodos do sensor (ex. sensor piezoeléctrico).
 - Outra é aquela em que o sinal que aparece aos terminais do sensor é função da capacidade do sensor.
-
- 

2.1 Cadeia de Actuação

O conceito de sensor introduzido no capítulo anterior pode ser extrapolado de forma a englobar, na mesma perspectiva, a noção de actuador. Assim, tal como um sensor, um actuador é também ele um dispositivo conversor de energia. Contudo, e ao contrário do primeiro, um actuador converte energia eléctrica em energia não eléctrica, i.e. um actuador executa a operação inversa de um sensor. Mais ainda, e como foi visto anteriormente, o mesmo princípio físico subjacente ao funcionamento de um sensor pode ser utilizado, no caso de este ser reversível, no desenvolvimento de actuadores. Por exemplo o fenómeno contrário ao efeito Seebeck, o efeito Peltier, pode ser utilizado para a concepção de actuadores cuja forma de energia de saída é térmica.

Praticamente todas as grandezas físicas podem ser alvo de actuação, o que se reflecte no elevado número e diversidade de actuadores existentes. Assim, e tal como aconteceu para o caso dos sensores, existe a necessidade de se limitar o estudo a apenas alguns destes dispositivos. Decorrente deste facto, neste texto serão abordados apenas os actuadores capazes de converter um sinal de comando eléctrico, directa ou indirectamente, numa acção mecânica como por exemplo força ou posição. Nesta perspectiva serão endereçados alguns tipos de actuadores electro-mecânicos como por exemplo os motores eléctricos e algumas formas de actuação electro-pneumática e electro-hidráulica tais com válvulas e cilindros.

No início deste texto de apoio o conceito de cadeia de medida foi introduzido sobre duas perspectivas distintas. A primeira dizia respeito à medição como tarefa isolada possuindo apenas carácter informativo podendo ser utilizada

para monitorizar a evolução de uma ou mais variáveis de um dado processo. Neste contexto, é também possível definir uma cadeia de actuação como sendo uma tarefa isolada cujo papel é o de alterar um qualquer parâmetro de um processo recorrendo unicamente ao factor humano (controlo manual). Eventualmente esta tarefa poderá ser acompanhada por uma monitorização do processo. Por exemplo num reactor químico, um operário poderá, através da leitura de um manómetro de temperatura, abrir ou fechar a válvula responsável pela refrigeração do processo.

A segunda perspectiva abordada dizia respeito à cadeia de medida como parte integrante de um sistema de controlo automático em malha fechada. Dentro deste conceito a cadeia de actuação e a cadeia de medida estão ligadas por intermédio de uma qualquer lei de controlo. A lei de controlo estabelece, a partir do valor medido do parâmetro físico a controlar comparativamente a uma dada referência que se pretende que seja seguida, um conjunto de acções de controlo de forma a manter os valores da variável a controlar o mais próximos possível dos valores de referência.

Presentemente, é nesta última estratégia que assentam a maior parte das aplicações industriais de actuação. Assim, é também nesta perspectiva que se define a cadeia de actuação. No caso mais comum de controlo automático as ordens de actuação são enviadas por um microprocessador directamente para um ou mais actuadores passando por um conjunto de blocos funcionais. Essas etapas intermédias são responsáveis pela adaptação do sinal eléctrico enviado pelo microprocessador para um outro sinal eléctrico conveniente ao actuador. A estrutura básica de uma cadeia de actuação é ilustrada na figura que se segue.

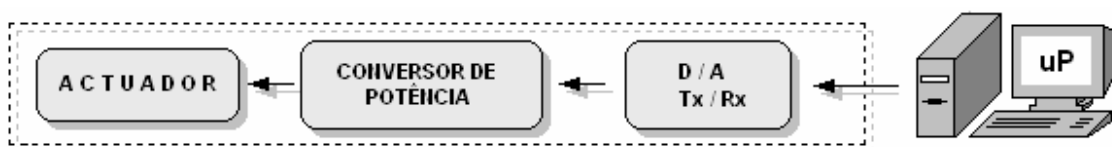


Fig. 109. Estrutura básica de uma cadeia de actuação.

A sequência de actuação, dentro de uma estratégia de controlo automático, parte da ordem de comando enviado pelo microprocessador sob a forma de um sinal digital. Este sinal poderá ser posteriormente convertido, entre outras formas, no equivalente analógico, num sinal modulado ou então submetido directamente ao conversor de potência (é o exemplo do controlo ON/OFF). Como o seu próprio nome indica, o papel do bloco de conversão de potência consiste na adaptação da potência do sinal de comando num sinal cuja potência é a adequada ao funcionamento do actuador. Finalmente o actuador efectua a conversão da potência eléctrica na grandeza física de controlo.

A escolha de um actuador para o controlo de uma determinada variável num processo depende de vários factores entre os quais a magnitude e gama dos parâmetros a serem controlados. Adicionalmente outras considerações tais como inércia, precisão, resolução, dimensões e custo devem também ser variáveis a considerar na selecção de um actuador.

2.2 Interfaces de Potência

Normalmente a potência do sinal de controlo é demasiado baixa para excitar directamente um actuador levando a que circuitos ou dispositivos adicionais de conversão de potência sejam necessários. Assim, a conversão de potência pode ser visto como uma etapa de condicionamento de sinal que permite governar circuitos de potência ($>2W$) recorrendo a sinais de controlo de baixa potência como por exemplo sinais TTL ou protocolo 4-20mA.

Neste contexto, no decorrer desta secção serão objecto de revisão e estudo alguns tipos de dispositivos e circuitos capazes de accionar cargas a partir de sinais de controlo de baixa potência. Mais concretamente serão abordados dispositivos electromecânicos como é o caso dos relés e contactores e dispositivos de estado sólido tais como os tirístores e os transístores.

2.2.1 Relés e Contactores

Os relés são comutadores electromecânicos que permitem o controlo de cargas de potência a partir de sinais de comando de baixa potência. Estes

dispositivos proporcionam uma acção do tipo «tudo ou nada» em resposta a um determinado sinal de controlo. No que se refere à sua concepção este tipo de dispositivos são compostos por uma bobina (formada por várias camadas de espiras enroladas à volta de um núcleo) e por uma armadura metálica móvel responsável pela abertura ou fecho dos contactos de saída. Uma possível estrutura de um relé electromecânico é ilustrada na figura que se segue.

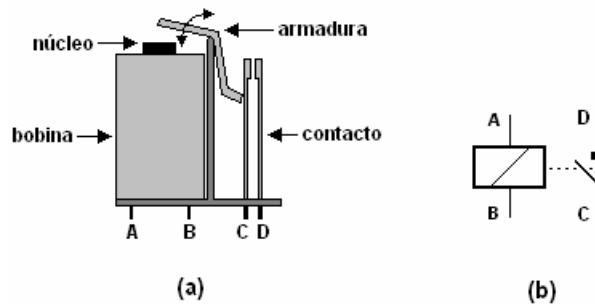


Fig. 110. (a) Estrutura básica de um relé (b) Sua representação esquemática.

Assim, e atendendo à figura anterior, quando uma corrente percorre a bobina dois pólos magnéticos surgem nos extremos do núcleo atraindo a armadura para junto de si. O movimento da armadura, em torno de um fulcro, devido ao fenómeno de atracção obriga a que os contactos **CD** se fechem. No instante em que deixa de circular corrente na bobina a armadura, por intermédio de um dos contactos que age como mola, volta à posição de repouso implicando a abertura do interruptor.

Normalmente os relés estão dotados de mais do que um par de contactos com diferentes estados em repouso. É normal encontrar relés com, por exemplo, contactos normalmente abertos, normalmente fechados ou reversíveis (fig. 111)

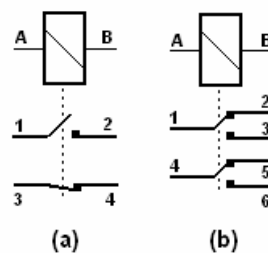


Fig. 111. Relé: (a) com dois contactos (NF e NA) (b) com dois contactos reversíveis.

Normalmente a potência do sinal de controlo que obriga à comutação dos contactos é várias ordens de grandeza inferior à potência controlada. Por exemplo é vulgar encontrar-se relés para correntes de contacto de 8 e 10A comandados por correntes em torno dos 50mA.

A nível comercial estes dispositivos são produzidos com diversos tamanhos, formas e para as mais variadas correntes e tensões de trabalho. Na figura seguinte mostram-se dois tipos comuns de relés. O primeiro é especialmente desenhado para a montagem directa em placas de circuito impresso e o segundo pode encontrar-se, por exemplo, em qualquer automóvel.

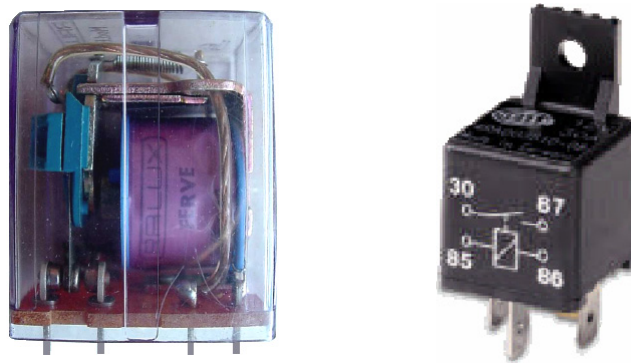


Fig. 112. Exemplos de relés comerciais para diferentes aplicações.

Tal como o relé, o contactor electromagnético é um dispositivo mecânico de ligação. Estes dispositivos ligam e desligam um circuito eléctrico de potência ao excitar um electroímã ou bobina de comando. Além das diferenças referentes à sua estrutura física, os contactores distinguem-se dos relés pela magnitude das potências controláveis. Assim, os relés estão normalmente limitadas ao controlo de cargas até 1KW enquanto que um contactor pode regular o funcionamento de dispositivos com potências até às centenas de KW.

Tal como para o relé, os componentes estruturais de um contactor consistem numa bobina, num núcleo, numa armadura móvel e num conjunto de contactos. No entanto a sua concepção é ligeiramente diferente da do relé como se pode ver na figura 113a.

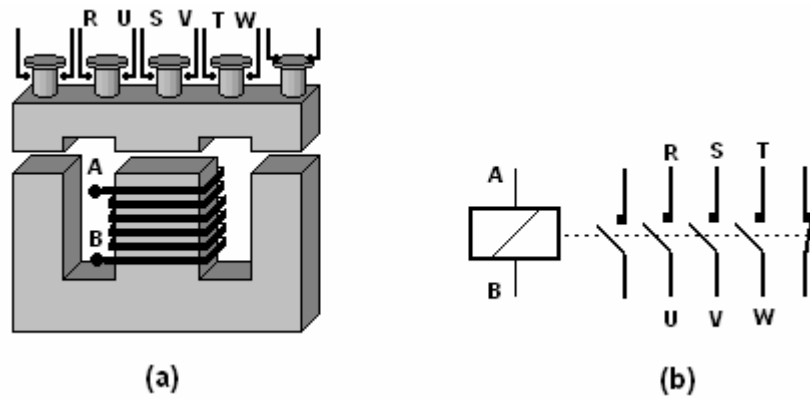


Fig. 113. (a) Contactor. (b) Representação esquemática do contactor.

Nestes dispositivos a bobina está enrolada em torno da haste central de um núcleo com a forma de um m . Solidários com a armadura móvel encontram-se os contactos (no presente exemplo três principais e dois auxiliares). Quando uma tensão é aplicada à bobina, um campo magnético é gerado atraindo a armadura. No processo de movimentação da armadura os contactos mudam de estado fechando ou abrindo os circuitos. Quando a corrente na bobina é interrompida a armadura recupera a sua posição inicial por intermédio da força exercida por uma ou duas molas mecânicas.

Comercialmente este tipo de dispositivos é apresentado sobre diversas formas e para as mais variadas condições de trabalho. Na figura que se segue mostra-se um possível aspecto exterior para um contactor.



Fig. 114. Aspecto exterior de um contactor comercial.

Relativamente a outros dispositivos de controlo de potência os relés e os contactores possuem a vantagem de garantirem um óptimo isolamento galvânico entre o circuito de controlo e o circuito controlado. São também dispositivos robustos possuindo elevada resistência a transitórios e picos de corrente. Contudo apresentam baixa largura de banda e desgaste mecânico inerente à sua utilização.

2.2.2 Tirístores e Triacs

Como se mostra na figura 115a, um tiristor ou SCR (*silicon-controlled rectifier*) é um dispositivo de três terminais composto por quatro camadas de material semiconductor com dopagens alternadas. Comparativamente aos díodos semicondutores normais possuem além de um ânodo e de um cátodo um terminal de controlo designado por *gate* (G) (fig.115b).

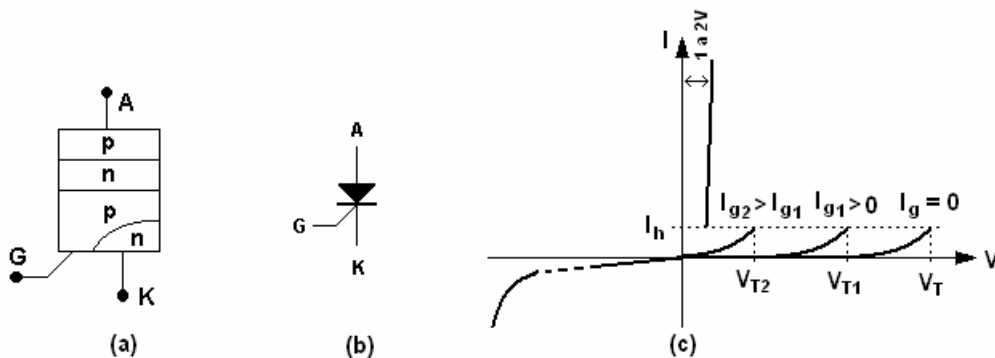


Fig. 115. (a) Tiristor semiconductor (b) símbolo (c) curva característica.

Atendendo à característica corrente/tensão num tiristor (figura 115c), verifica-se que, quando reversamente polarizado, independentemente da corrente de *gate*, o dispositivo apenas deixa passar uma corrente negligenciável (até que um determinado ponto de ruptura seja atingido). Quando polarizado directamente, a corrente que o atravessa é também negligenciável até que uma determinada tensão de limiar V_T seja atingida. Quando esta condição ocorre, o tiristor é disparado e a tensão aos seus terminais cai para valores em torno de 1 a 2V. Nessa situação a corrente que o atravessa é apenas limitada pelo circuito externo.

A tensão à qual o disparo do tiristor ocorre pode ser controlada através da corrente de *gate*. Verifica-se pela curva característica que um aumento da corrente de controlo implica uma diminuição no valor da tensão de limiar. Desta forma, um tiristor pode ser visto como um dispositivo que opera como interruptor controlado por corrente.

Uma vez disparado, o tiristor mantém-se em condução, independentemente da corrente de gate, até que a corrente de polarização seja reduzida para um valor inferior a I_h (alguns miliamperes).

Nota: Um tiristor normal não pode ser desligado aplicando uma corrente negativa à gate. Contudo existem dispositivos variantes do tiristor básico, o GTO – Gate Turn-Off Thyristor, cuja estrutura interna torna possível “desligar” a corrente directa por aplicação de uma corrente reversa à gate [4].

Dependendo do tipo de tiristor, a sua potência de trabalho pode ser bastante elevada existindo no mercado dispositivos capazes de controlar tensões até 2kV e correntes de 600A a partir de sinais de controlo centenas de vezes mais reduzidos. Por este motivo um das aplicações mais comuns dos tiristores é na comutação de cargas de elevada potência.

A nível doméstico, uma das aplicações mais comuns dos tiristores é em *dimmers* para controlo da intensidade luminosa de lâmpadas de incandescência. Um circuito simplificado para este fim é ilustrado na figura subsequente [3].

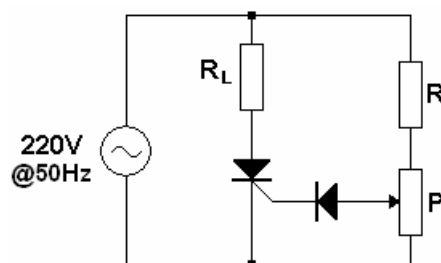


Fig. 116. Circuito simplificado de um *dimmer* [3]

Neste circuito a corrente na carga é controlada pela corrente no tiristor através de um sinal de controlo fornecido à gate a partir de uma malha constituída por

um potenciómetro, uma resistência limitadora de corrente e um díodo. O díodo impede que uma tensão negativa seja aplicada à gate e o potenciómetro regula o ângulo de disparo, i.e. controla a tensão de limiar do tiristor.

Quando o potenciómetro **P** é ajustado de forma a que a corrente de gate seja máxima, o tiristor conduz durante praticamente todo o semi-ciclo positivo reflectindo-se numa potência máxima fornecida à carga. Por outro lado quando o potenciómetro é ajustado de forma a que a corrente de gate seja aproximadamente nula o tiristor apenas conduz para valores da tensão de entrada a partir da tensão de limiar máxima. Nestas condições a potência média entregue à carga será muito menor e dependerá do valor da tensão de limiar do tiristor. Na figura que se segue mostra-se a forma de onda da corrente entregue à carga para dois ângulos de disparo distintos: a 0° e a 90° .

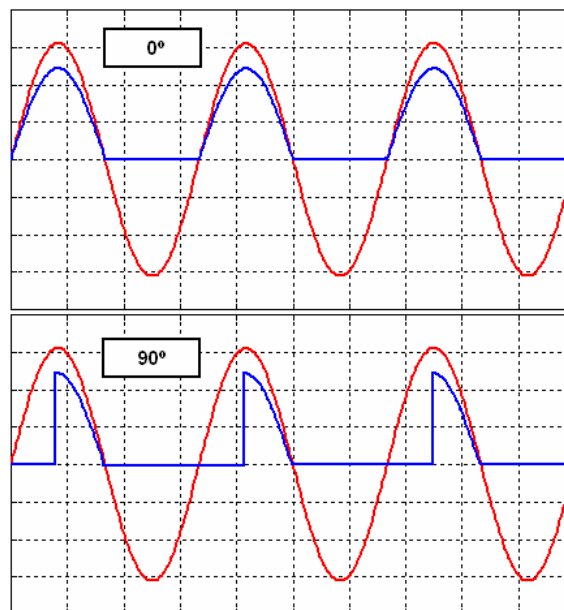


Fig. 117. Formas de onda da corrente para dois ângulos de disparo distintos.

Nota: No exemplo anterior a carga foi considerada puramente ohmica, contudo para cargas indutivas a corrente na carga não segue a tensão aplicada o que se reflecte numa distorção do ângulo de disparo. [4]

A transposição da tensão de limiar não é o único fenómeno capaz de por um tiristor em condução. De facto, e na ausência de corrente de gate, se a primeira derivada da tensão aplicada ao tiristor for muito elevada este pode ser disparado. Um razão de variação de tensão típica situa-se em torno dos

50V/ μ s[3]. De forma a prevenir que variações rápidas da tensão provoquem o disparo intempestivo do dispositivo, um circuito amortecedor é utilizado em paralelo com o tiristor. Este circuito pode tomar diversas formas sendo o mais simples aquele ilustrado na figura que se segue. Este circuito amortecedor não é mais do que um filtro passa-baixo composto por uma resistência em série com um condensador.

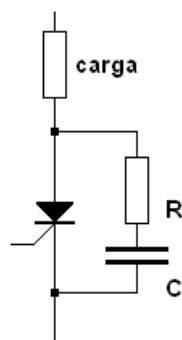


Fig. 118. Circuito de amortecimento para um tiristor.

Apesar de mais rápidos do que os relés (possuem tempos de transição da ordem dos μ s), os tirístores possuem a desvantagem de não oferecer isolamento galvânico entre as malhas de controlo e actuação. Contudo este facto pode ser contornado recorrendo, por exemplo, a optoacopladores como se exemplifica no seguinte circuito.

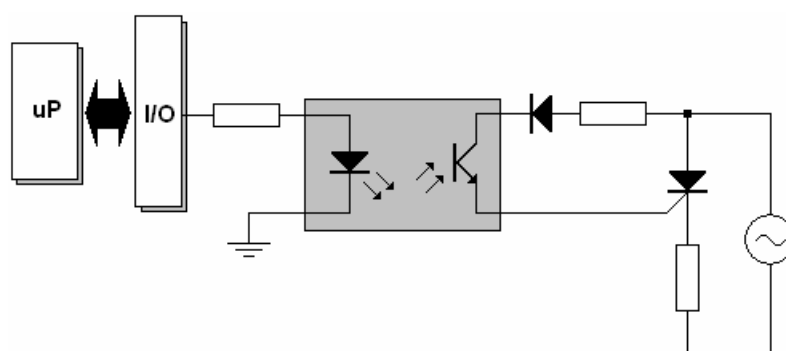


Fig. 119. Controlo de um tiristor a partir de um μ P recorrendo a um optoacoplador.

Com características similares aos tirístores, os triacs (*triode ac switch*) são conceptualmente equivalentes a um par de tirístores ligados em inverso

paralelo podendo portanto conduzir em ambos os sentidos. A figura que se segue mostra em (a) o seu símbolo e em (b) a sua característica estática.

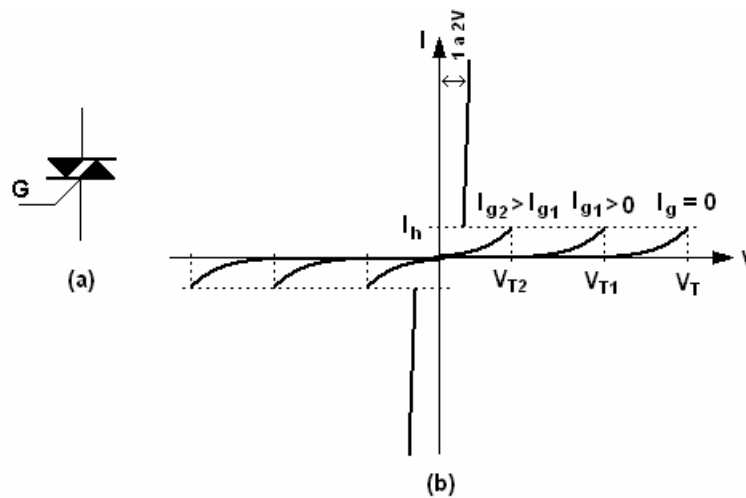


Fig. 120. (a) Símbolo de um triac (b) característica estática.

Pelo facto de, a partir da aplicação de um sinal na gate, poderem conduzir nos dois sentidos, os triacs são parte integrante de circuitos simples e pouco onerosos para controlo de potências em corrente alternada como por exemplo motores e cargas térmicas.

2.2.3 Transístores

No contexto da cadeia de actuação, os transístores podem ser utilizados para dois fins distintos:

- Para amplificar um sinal de comando responsável pela regulação do circuito de potência.
- Como “interruptor” para abrir ou fechar o circuito de potência.

Entre os vários tipos de transístores existentes distinguem-se os transístores bipolares de junção (BJT) e os transístores de efeito de campo (FET). Estes últimos podem ainda ser subdivididos em transístores de junção (JFET) e de óxido metálico (MOSFET).

Estruturalmente todos os transístores bipolares de junção são formados por cristais semicondutores dopados com impurezas distintas (P e N) dispostos

alternadamente em três camadas. Dependendo da sequência de material semiconductor um transistor bipolar pode ser referido como sendo do tipo NPN ou PNP. Cada uma das fracções semiconductoras estão acessíveis electricamente por terminais designados por base (B), colector (C) e emissor (E). Um transistor bipolar de junção compreende duas junções e para que este esteja em condições de operar é necessário que a junção base-emissor esteja polarizada directamente e a junção base-colector polarizada inversamente.

Apesar de, figurativamente, se representarem os transístores como sendo três blocos consecutivos de materiais semicondutores distintos o processo construtivo que leva à obtenção da sua estrutura nem sempre parte de pedaços isolados de material semiconductor unidos para a obtenção do componente final. De facto existem diversas estratégias que partem de pedaços únicos de material semiconductor e nele são formados (por crescimento) as regiões que devem ser do tipo P ou do tipo N.

A técnica adoptada no fabrico do transistor vai determinar a geometria do componente a qual é directamente responsável pelo seu comportamento eléctrico. Por exemplo se se pretender um transistor capaz de operar com correntes elevadas, deve prover-se o dispositivo com um colector maior. Se por outro lado se pretender um dispositivo capaz de operar às altas frequências as junções de base devem ser reduzidas por forma a diminuir o valor das capacidades parasitas. Por estas e outras razões não existe um transistor ideal capaz de trabalhar com correntes intensas e, simultaneamente, fornecer um bom desempenho às altas frequências. Na prática existe um número elevado de tipos de transístores talhados por forma a optimizarem uma dada característica eléctrica e assim poderem serem enquadrados em aplicações específicas.

De modo geral, e dependendo da magnitude das correntes em jogo, os transístores podem ser catalogados como sendo de sinal, de meia-potência e de potência. As correntes em jogo são da ordem das dezenas de miliamperes para os primeiros, das centenas de miliamperes para os segundos e em torno das dezenas de amperes para os transístores de potência. Dependendo do tipo

de transístor, o seu encapsulamento adopta formas distintas por forma a melhor se adaptar às condições de utilização. Na figura que se segue mostra-se o aspecto de três tipos de encapsulamento mais comuns para transístores de sinal, meia-potência e potência.



Fig. 121. Diversos tipos de encapsulamento para transístores.

Num circuito eléctrico, o transístor pode operar de diversas formas e para dois regimes de funcionamento distintos: corte e saturação ou região activa. Assim, considere-se o transístor da figura 122 ligado em emissor comum [3].

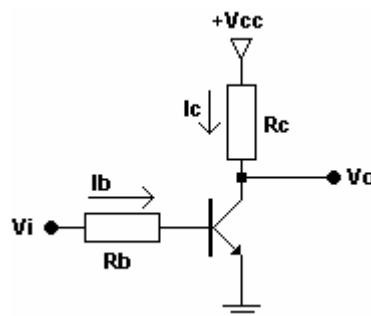


Fig. 122. Transístor em emissor comum.

Quando V_i é igual a zero, a corrente de base I_B é nula e tanto a junção base/emissor como a junção base/colector estão reversamente polarizadas o que implica uma corrente de colector praticamente nula. Neste caso, o transístor diz-se estar “cortado” e a tensão V_o é aproximadamente igual a V_{CC} .

Aumentando V_i , e logo a corrente de base, aumenta-se a corrente de colector e diminui-se a queda de tensão entre o colector e o emissor. Quando V_{CE} atinge um valor designado por $V_{CE(SAT)}$ a junção base/colector fica polarizada directamente e a corrente de colector não aumenta com o aumento da corrente

de base. Neste caso, o transistor diz-se “saturado” e a tensão V_o é aproximadamente igual a $V_{CE(SAT)}$ (na prática $V_{CE(SAT)} \approx 0.3V$).

Em torno da sua gama linear, a relação entre as correntes de base e colector é dada por:

$$I_C = h_{FE} \cdot I_B \quad (2.1)$$

Onde h_{FE} é o ganho em corrente do dispositivo.

Atendendo ao circuito da figura 122, e considerando o transistor saturado, a corrente de colector é:

$$I_{C(SAT)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(SAT)}}{R_C} \quad (2.2)$$

A corrente de base mínima necessária para garantir a saturação do transistor deve portanto ser igual a:

$$I_{B(SAT)} = \frac{I_{C(SAT)}}{h_{FE}} \quad (2.3)$$

Como h_{FE} é um parâmetro positivo superior à unidade, a expressão anterior diz que é possível controlar uma determinada corrente a partir de outra de menor valor. Mais ainda, fazendo oscilar a corrente de base entre 0 e $I_{B(SAT)}$ obtém-se um interruptor controlado por corrente.

Como já foi dito anteriormente, grande parte das ordens de controlo numa cadeia de actuação são fornecidas por circuitos digitais. Será que é possível controlar uma corrente elevada a partir de um circuito digital recorrendo apenas a um transistor de potência?

Outra das diferenças entre os transístores de sinal e os transístores de potência prende-se com o seu ganho em corrente. De facto, o ganho em corrente de um transistor de potência é relativamente baixo tipicamente em

torno de 30. Se se pretender controlar uma corrente digamos de 15A com um transistor de potência com ganho 30 a corrente de base mínima deve ser igual a 0.5A o que é largamente superior à corrente máxima que uma porta lógica pode fornecer!

Uma das formas de contornar este problema é aumentando o ganho em corrente através da montagem de dois transistores em configuração Darlington como se mostra na figura que se segue.

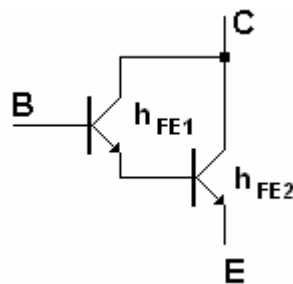


Fig. 123. Par Darlington.

É fácil demonstrar que o ganho em corrente de um par Darlington é o produto dos ganhos em corrente de cada transistor. Assim, e atendendo ao exemplo anterior, pretendendo controlar uma corrente de 15A com um par Darlington constituído por dois transistores um de potência com ganho 30 e outro de sinal com ganho 250 a corrente de base mínima para a saturação é agora igual a 2mA o que já é comportável para um circuito digital. Esta ideia é ilustrada pela seguinte figura.

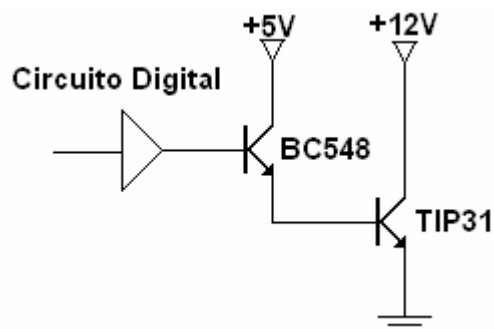


Fig. 124. Excitação de um par Darlington por um circuito digital.

Numa perspectiva mais prática apresenta-se na figura 125 uma interface para controlo de um motor DC a partir de um microprocessador. O díodo colocado

em paralelo com a junção colector emissor serve para proteger o transístor de tensões transitórias elevadas quando este é desligado em presença de cargas indutivas [3].

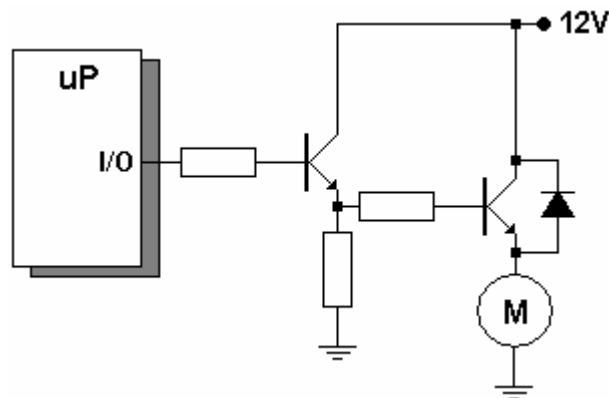


Fig. 125. Controlo de um motor DC por um microprocessador.

Outro tipo de transístores largamente utilizado em operações de actuação é o MOSFET (*Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor*). Neste tipo de dispositivos portadores de carga, tais como os electrões, fluem ao longo de um canal. A largura desse canal determina a condutividade do transístor e é controlada por um eléctrodo denominado por *gate* (G). Este terminal está electricamente isolado do canal por uma camada fina de óxido isolante o que impede o fluxo de corrente entre a *gate* e o canal e lhe confere uma elevada impedância de entrada. Existem basicamente dois tipos de MOSFET fabricados com ou sem substracto acessível: tipo P e tipo N (figura 2.18).

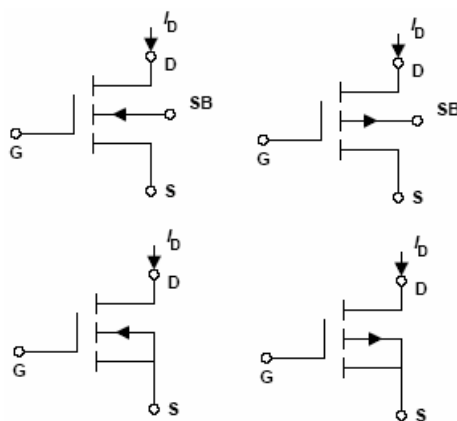


Fig. 126. Símbolos eléctricos para MOSFET's.

Em aplicações de comutação, a principal diferença entre um transístor bipolar e um MOSFET prende-se com o facto de, para este último, não existir corrente

de gate apreciável. Desta forma, a corrente requerida por estes dispositivos ao circuito de controlo é baixa reflectindo-se numa simplificação dos circuitos de excitação. Em analogia com a figura 125 mostra-se de seguida um circuito com o mesmo propósito ao anterior recorrendo apenas a um MOSFET [3].

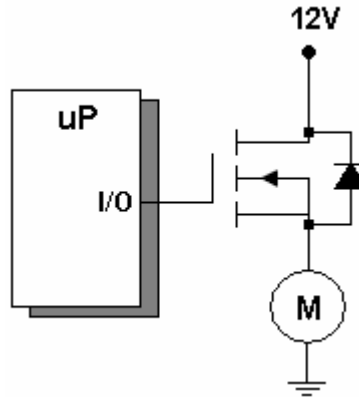


Fig. 127. Controlo de um motor DC recorrendo a um MOSFET tipo N.

Relativamente aos tirístores e triacs abordados anteriormente, os transístores possuem a vantagem de poderem atingir frequências de comutação mais elevadas. Contudo as suas potências de trabalho são menores e a necessidade de fornecer, para transístores bipolares, correntes de base contínuas para a manutenção do estado de saturação significa que as condições impostas aos circuitos de excitação de base são bastante mais severas.

2.3 Actuadores Electro-Mecânicos

Nesta secção trata-se de algumas formas mais comuns de dispositivos capazes de converterem um sinal eléctrico em trabalho mecânico. Mais concretamente serão objecto de revisão selenóides e motores eléctricos, tanto em corrente contínua como alternada.

2.3.1 Motores Eléctricos

Um motor eléctrico é um dispositivo que converte energia eléctrica em energia mecânica de rotação (ou translação) cujo princípio básico de funcionamento assenta num fenómeno físico designado por magnetismo.

O magnetismo refere-se à propriedade verificada naturalmente de alguns tipos de materiais serem capazes de atraírem objectos metálicos quando colocados a distâncias suficientemente próximas. Aos corpos que possuem essa propriedade é dado o nome de ímans ou magnetes.

A propriedade atractiva de um íman não se apresenta uniformemente distribuída sendo maior nos extremos (pólos) e menor no centro. Um íman possui um par de pólos, designados por norte e sul, que se orientam em sentidos distintos. Verifica-se ainda que, quando suficientemente próximos, pólos idênticos repelem-se e pólos distintos atraem-se.

Toda a região espacial na qual se verificam as acções magnéticas (força magnética) designa-se por campo magnético. O campo magnético de um íman permanente é representado abstractamente por linhas de força que, por convenção, possuem o sentido do pólo norte para o pólo sul. Ao conjunto dessas linhas por unidade de área é chamado de fluxo magnético.

Adicionalmente, um campo magnético pode também ser produzido em torno de um condutor eléctrico quando percorrido por uma corrente eléctrica. Neste caso as linhas de fluxo são em forma de círculos concêntricos em torno do condutor cujo sentido pode ser conhecido recorrendo à “regra da mão direita”.

Nota: Regra da Mão Direita: Com a mão fechada se o polegar apontar para o sentido da corrente, os restantes dedos indicam o sentido das linhas de força.

Quando o condutor é moldado em forma de bobina, todas as linhas de fluxo individuais produzidas por cada secção do condutor adicionam-se de forma a formarem um campo magnético em torno da bobina que é igual à soma dos campos parciais originados por cada espira. Tal como os ímans permanentes, as bobinas possuem pólo norte e pólo sul contudo, nos indutores, a posição dos pólos depende do sentido da corrente, i.e. alterando-se o sentido da corrente altera-se a localização dos pólos magnéticos.

Adicionalmente, a intensidade do campo magnético numa bobina pode ser aumentada por introdução de um núcleo ferromagnético como por exemplo

ferrite. Este fenómeno é devido ao facto do material que compõe o núcleo apresentar menor resistência às linhas de fluxo do que o ar fazendo com que a intensidade do campo aumente.

Atendendo ao que foi dito nesta nota introdutória, o princípio básico de qualquer motor eléctrico pode ser facilmente compreendido atendendo ao exemplo ilustrado na figura subsequente. Considere-se o sistema composto por um íman permanente com a capacidade de girar em torno do seu centro de massa com atrito desprezável e um par de bobinas (electroímans) fixos e colocados diametralmente opostos em torno do íman.

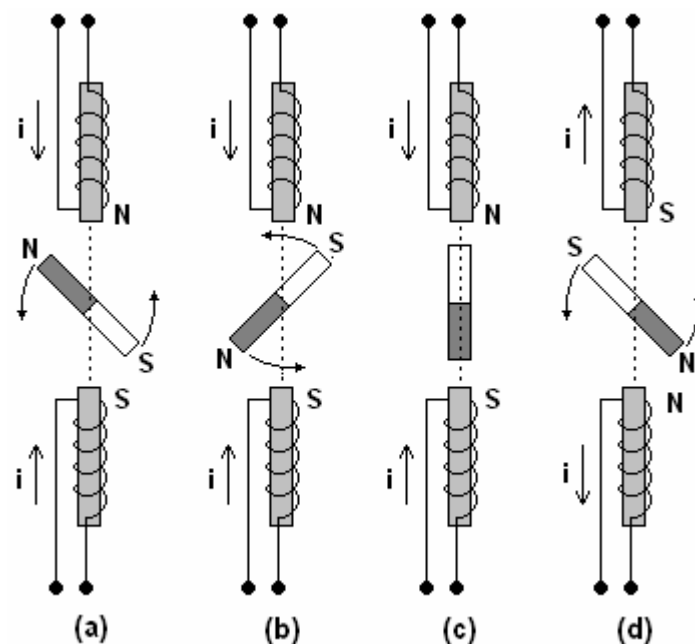


Fig. 128. Princípio básico de funcionamento de um motor eléctrico.

Na fig. 128a, por acção de uma corrente i , são criados polos magnéticos distintos nas faces interiores dos dois electroímans. Como polos magnéticos idênticos repelem-se e polos magnéticos distintos atraem-se o íman permanente gira em torno do eixo de forma a alinhar os seus polos magnéticos com os polos magnéticos contrários dos electroímans. Se os polos dos electroímans não se alterarem, o íman permanente (após alguma oscilação) pára. Contudo se, na passagem do rotor pelo eixo de simetria, a direcção das correntes nos electroímans forem subitamente invertidas, os polos magnéticos também serão alterados fazendo com que o íman permanente se mantenha a

rodar (fig. 128d). Assim, este dispositivo básico representa um motor eléctrico na sua forma mais simples. Obviamente os motores eléctricos comerciais são bastante mais complexos contudo o seu princípio de funcionamento é coerente com o que foi acima exposto.

De uma forma simplista, os fenómenos físicos por detrás do funcionamento de um motor eléctrico podem ser enunciados recorrendo a duas leis fundamentais do electromagnetismo. A primeira estipula que uma força é exercida num condutor percorrido por uma corrente eléctrica quando este é exposto a um campo magnético. Assim, para um condutor de comprimento útil l percorrido por uma corrente i quando exposto a um campo magnético com densidade de fluxo, em módulo, igual a B , a força electromagnética pode ser descrita matematicamente pela seguinte relação:

$$F = B \cdot i \cdot l \cdot \sin(\theta) \quad (2.4)$$

Onde θ se refere ao angulo que a corrente faz com o vector \vec{B} .

A segunda lei não é mais do que a lei de indução de Faraday que afirma que quando um condutor se move num campo magnético uma f.e.m. igual à razão da variação do fluxo é induzida neste. Analiticamente,

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (2.5)$$

A direcção da f.e.m. induzida é tal que a corrente produzida cria um campo magnético que tende a neutralizar a variação do fluxo magnético responsável pela f.e.m (Lei de Lenz).

Dentro do universo dos motores eléctricos, estes podem ser classificados em duas principais categorias:

- Motores de corrente contínua (DC).
- Motores de corrente alternada (AC).

Nesta secção ambos os tipos serão objecto de estudo e revisão devido ao facto de se encontrarem frequentemente como elementos finais da cadeia de actuação.

2.3.1.1 Motores DC

Um motor de corrente contínua é constituído por duas peças mecânicas fundamentais: o rotor e o estator. O rotor é composto por um núcleo cilíndrico laminado de material ferromagnético sobre o qual é disposto um conjunto de enrolamentos. Os enrolamentos são constituídos por bobinas de fio condutor isolado alojadas no núcleo e estão electricamente ligados a um comutador ou colector. O colector é o elemento responsável por fazer a inversão da corrente sempre que necessário. No caso da figura 128 essa inversão teria lugar de 180 em 180°. O núcleo encontra-se acoplado a um eixo em aço responsável pela transmissão do movimento do rotor para o exterior.

O estator consiste num invólucro dentro do qual gira o rotor. Existem diversos elementos que compõem o estator entre eles sublinham-se os elementos geradores do campo magnético. Estes elementos podem ser ímans permanentes (para pequenos motores) ou bobinas. Assim, e dependendo da forma como é gerado o campo magnético no interior do estator, os motores DC podem dividir-se em motores de ímans permanente ou motores de campo gerado. A forma como é gerado o campo magnético não altera o princípio de funcionamento deste tipo de motores. Considere-se uma espira condutora livre de rodar no interior de um campo magnético permanente como se mostra na figura 129.

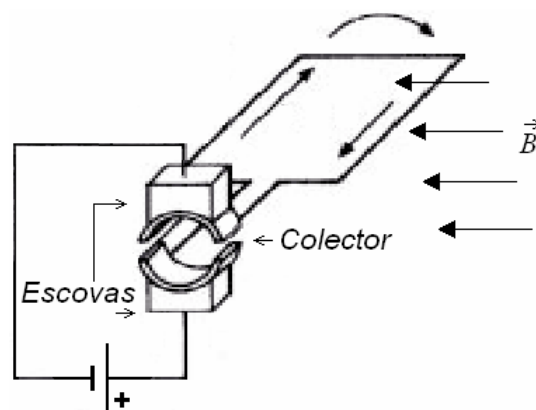


Fig. 129. Motor DC.

Quando uma corrente atravessa o condutor criam-se, como foi visto atrás pela equação 2.4, forças perpendiculares ao campo e à corrente que obrigam a

espira a rodar em torno do seu eixo. Contudo, para que a rotação se mantenha, quando a espira está na posição vertical a direcção da corrente deve ser invertida. Essa inversão da corrente é conseguida automaticamente através de um dispositivo designado por colector ou comutador. Num caso genérico os extremos de cada enrolamento do rotor são ligados a segmentos adjacentes de um anel cuja ligação eléctrica é mantido através de contactos de carbono denominados por escovas. Com a rotação da armadura o comutador inverte a corrente em cada enrolamento conforme este se move entre os pólos.

2.3.1.1.1 Motores de Íman Permanente

Tal como o seu próprio nome indica neste tipo de motores o campo magnético da figura 129 é produzido por ímans permanentes fornecendo uma densidade de fluxo constante. Ainda relativamente a essa figura, considerando que a espira possui comprimento lateral l e é atravessada por uma corrente i , a força resultante na espira devido a um campo magnético é, considerando apenas a componente em quadratura, igual a :

$$F = B \cdot i \cdot l \quad (2.6)$$

Esta força resulta num binário relativamente do eixo de rotação da bobina igual a $F\lambda$ onde λ se refere à largura da bobina. Para o caso genérico de uma bobina com n espiras, o binário T produzido pelo motor é dado por [3],

$$T = n \cdot \lambda \cdot B \cdot i \cdot l = k_T i \quad (2.7)$$

Onde k_T se refere à constante do binário.

Simultaneamente ao binário que é produzido, uma f.e.m é gerada devido ao movimento dos condutores relativamente ao campo magnético. Esta tensão induzida é oposta em sinal à tensão que causa a corrente através do condutor e é proporcional à velocidade angular de rotação ω do enrolamento, i.e.,

$$e = k_e \omega \quad (2.8)$$

Considerando que um motor DC de íman permanente pode ser representado pelo seguinte circuito equivalente e negligenciando a indutância da bobina, o binário do motor é [3]:

$$T = k_T i = \frac{k_T}{R}(V - e) = \frac{k_T}{R}(V - k_e \omega) \quad (2.9)$$

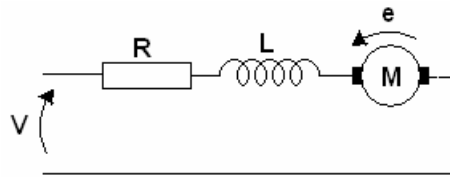


Fig. 130. Circuito equivalente aproximado de um motor DC de íman permanente.

Verifica-se assim que o binário do motor diminui com o aumento da velocidade de rotação. Mais ainda, verifica-se que a f.e.m. induzida actua como um controlo de corrente para cargas mecânicas. Isto porque quando a carga mecânica é aumentada o primeiro efeito sentido é a redução da velocidade de rotação. Atendendo a (2.8) essa diminuição implica uma diminuição da f.e.m. induzida que, em última análise, se reflecte num aumento do binário. Na figura que se segue mostra-se a curva característica da relação entre a velocidade angular e o binário num motor de íman permanente.

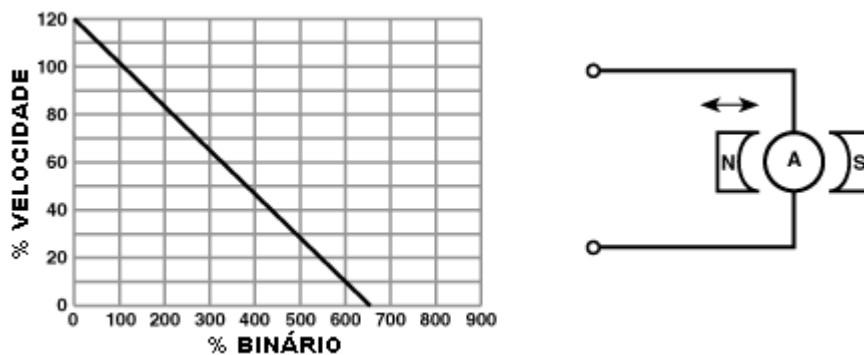


Fig. 131. Curva característica de um motor DC de íman permanente.

2.3.1.1.2 Motores de Campo Gerado

Nos motores DC de campo gerado, o campo magnético da figura 132 é fornecido por enrolamentos fixos ao estator como se mostra pela figura que se segue.

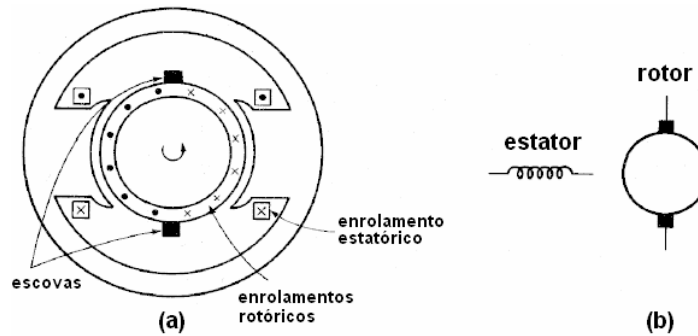


Fig. 132. Estrutura interna de um motor DC de campo gerado.

Atendendo à configuração eléctrica dos enrolamentos estatóricos e rotórico, este tipo de motores pode ser classificado como série, paralelo ou composto.

- Série

Tal como o próprio nome indica, nesta estratégia de ligação o enrolamento do rotor e do estator estão em série. Como se pode observar pela característica da figura 2.34, este tipo de configuração fornece um elevado binário de arranque e, sem carga, uma velocidade relativamente elevada. No entanto esta estratégia de ligação fornece fraca regulação de velocidade.

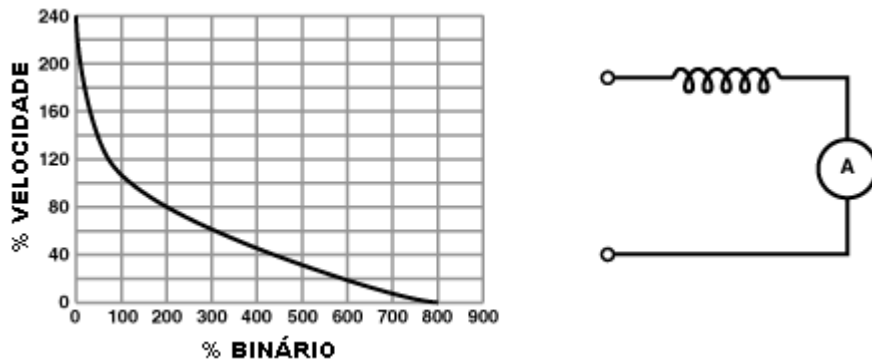


Fig. 133. Relação velocidade/binário para a configuração série.

A regulação de velocidade é a variação na velocidade com a variação no binário de carga considerando outras condições constantes. Um motor diz-se que possui uma boa regulação se a variação entre a velocidade sem carga e com a carga máxima é baixa, i.e.

$$RV(\%) = 100 \times \frac{|V_{sc} - V_{cc}|}{V_{cc}} \tag{2.10}$$

- Paralelo

Nesta configuração os enrolamentos do rotor e do estator estão em paralelo. Como se pode observar pela figura 134, com esta configuração o binário de arranque é menor que no caso anterior e a máxima velocidade de rotação também é mais baixa contudo possuem uma boa regulação de velocidade.

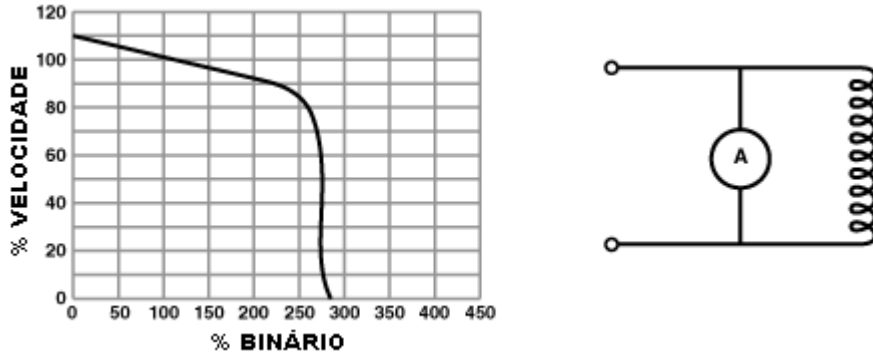


Fig. 134. Relação velocidade/binário para a configuração em paralelo.

- Composto

O motor composto possui dois enrolamentos estatóricos, um em série com a armadura e outro em paralelo. Com esta estratégia pretende-se conjugar as melhores características das duas configurações anteriores nomeadamente um elevado binário de arranque e uma boa regulação de velocidade. A característica típica deste tipo de configuração é ilustrada na figura subsequente.

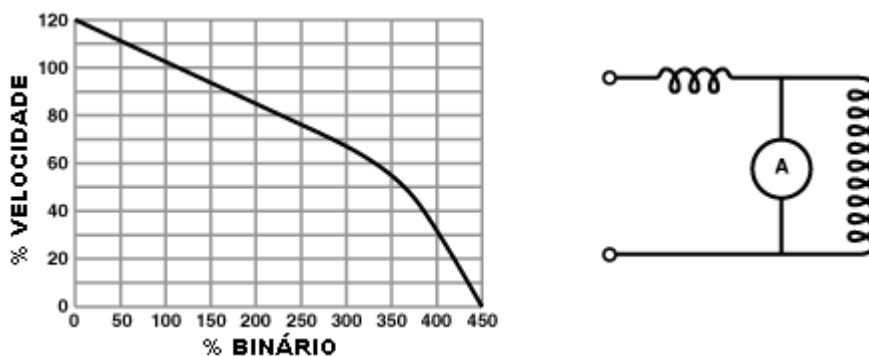


Fig. 135. Relação velocidade/binário para motores compostos.

2.3.1.1.3 Controlo de Motores DC

No que se refere ao controlo de velocidade de um motor DC esta pode ser regulada fazendo variar a corrente no enrolamento rotórico. Adicionalmente, e

para motores de campo gerado, essa regulação também pode ser levada a cabo variando a corrente nos enrolamentos estatóricos. De uma forma geral, o controlo de velocidade é normalmente realizada controlando a corrente aplicada ao enrolamento rotórico ou seja controlando a tensão que lhe é aplicada. Contudo, como normalmente são usadas fontes de tensão fixas, a variação de tensão necessária ao controlo da velocidade do motor é conseguida à custa de circuitos electrónicos adicionais.

Dentro do contexto do controlo de processos por microprocessador, serão os sinais de controlo enviados por este último responsáveis pela magnitude da tensão aplicada ao motor. Como é possível imaginar existem diversas técnicas que permitem controlar a velocidade de um motor DC a partir de um microprocessador como é o caso da modulação por largura de impulso PWM (Pulse Width Modulation). Esta estratégia não é mais do que a amostragem de uma tensão contínua constante a partir dos sinais de controlo de modo que a tensão média aplicada ao motor é variada. A figura que se segue mostra como o controlo de velocidade por PWM pode ser obtido através de um circuito com apenas um transístor [3].

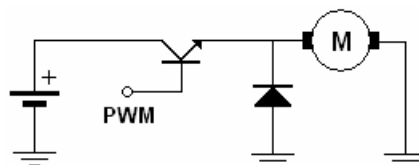


Fig. 136. Controlo de velocidade por PWM.

O transístor é ligado ou desligado por intermédio de um sinal aplicado à sua base. Neste circuito, o díodo serve para fornecer um caminho para a corrente que aparece, quando o transístor está ao corte, como resultado do motor funcionar como gerador [3].

Além do controlo da velocidade muitas vezes existe a necessidade de controlar a direcção de rotação do motor. O sentido em que um motor DC gira pode ser alterado invertendo a corrente no rotor o mesmo é dizer invertendo a polaridade da tensão de alimentação. Uma das estratégias mais comuns para o

controlo de direcção de rotação de um motor DC é chamada de ponte H. O princípio de funcionamento deste tipo de circuitos é ilustrado pela seguinte figura.

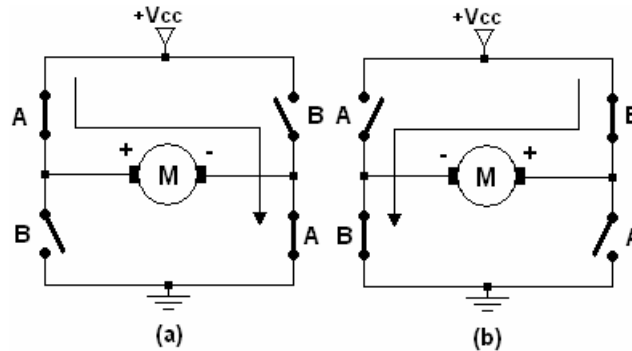


Fig. 137. Controlo do sentido de rotação de um motor DC.

Alterando o estado dos interruptores A e B inverte-se a polaridade da tensão aplicada ao motor o que se reflecte numa alteração do sentido de rotação. A figura que se segue é a aplicação directa deste princípio onde os interruptores foram substituídos por transístores. Este circuito permite o controlo tanto da direcção como da velocidade de rotação a partir de sinais digitais.

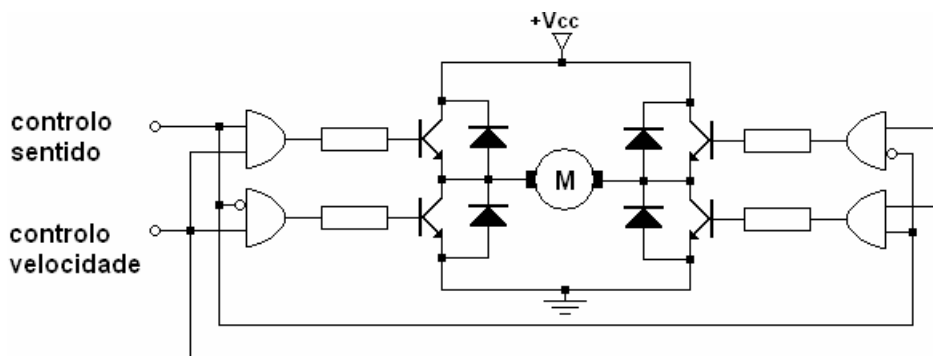


Fig. 138. Controlo da velocidade e sentido de rotação de um motor DC.

Apesar de simples, o controlo de um motor DC só é possível recorrendo a este tipo de estratégias se as condições a que o motor está sujeito se mantiverem constantes. Contudo isto nem sempre acontece podendo existir, durante a operação do motor, variações na sua carga ou na tensão de alimentação. Por forma a contornar este facto, sistemas de controlo em malha fechada podem ser utilizados. Este tipo de sistemas de controlo possuem a capacidade de

compensar o efeito de perturbações recorrendo à realimentação de informação. Com este tipo de estratégias consegue-se melhor regulação dos dispositivos contudo, a custo de uma maior complexidade como se mostra pela seguinte figura [3].

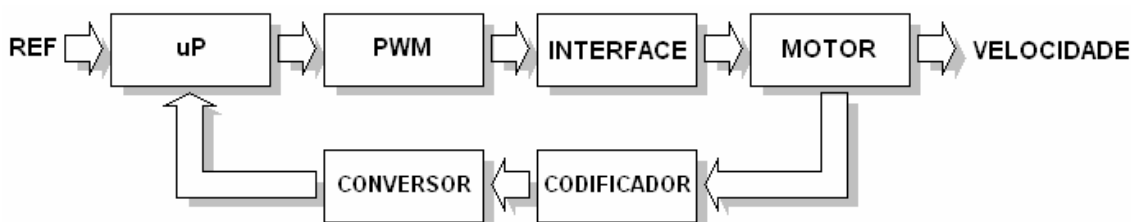


Fig. 139. Estratégia de controlo de velocidade de um motor DC em malha fechada.

A cada instante de amostragem a velocidade do motor é medida usando, por exemplo, um codificador incremental sendo comparada com a velocidade desejada. Dependendo da magnitude do sinal de erro, o microprocessador envia sinais de comando no sentido de manter a velocidade do motor o mais perto possível da velocidade de referência. A forma como o sinal de regulação é gerado a partir do sinal de erro depende da lei de controlo adoptada.

2.3.1.2 Motores AC

Tal como um motor DC, um motor AC possui dois componentes estruturais básicos sendo eles o estator e o rotor. O estator é o componente eléctrico fixo e compreende um grupo de electroímans individuais organizados de modo a formar um cilindro oco com os seus pólos orientados em direcção ao centro do grupo. Por outro lado o rotor é o componente móvel composto por um conjunto de pólos magnéticos, voltados para os pólos do estator, organizados em torno de um cilindro.

O princípio de funcionamento dos motores AC também assentam no fenómeno magnético discutido no início desta secção. Alterando-se progressivamente a polaridade dos electroímans do estator de forma a que o seu campo magnético “rode”, então o rotor gira por forma a seguir o campo. O conceito de campo girante pode ser percebido atendendo à seguinte figura.

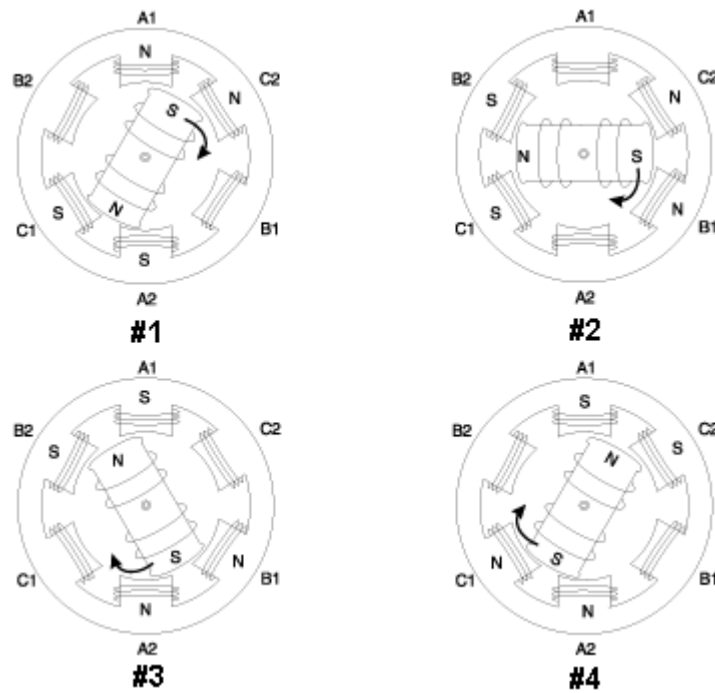


Fig. 140. Conceito de campo girante.

Neste exemplo o estator possui seis pólos magnéticos e o rotor dois. No instante #1 os pólos A1 e C2 do estator são norte e os pólos diametralmente opostos são sul. Assim, e como já foi visto anteriormente, os pólos do rotor são atraídos para os pólos contrários do estator de forma que, no instante #2, a alteração da localização dos pólos norte e sul do estator força o rotor a rodar 60° para se alinhar com os pólos do estator. O mesmo fenómeno acontece nos instantes #3 e #4 dando a ideia que o campo magnético do estator gira forçando o rotor a acompanhá-lo.

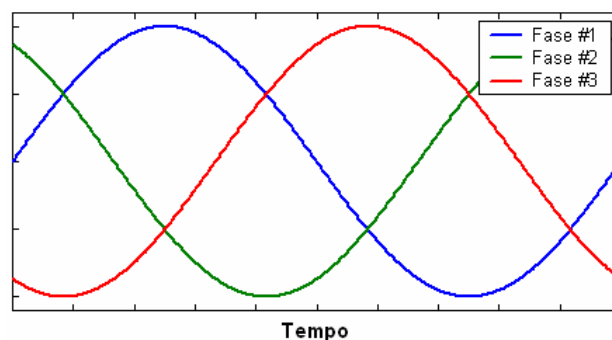


Fig. 141. Aspecto temporal das correntes numa alimentação trifásica.

Existem diversas formas de produzir um campo magnético girante no estator de um motor AC. Uma delas consiste em excitar os enrolamentos do estator

recorrendo a uma alimentação trifásica. Como se sabe, num sistema de alimentação trifásico, as três correntes estão desfasadas entre elas de 120° como se mostra pela figura 141. Assim, para um motor AC trifásico cujo estator possui seis pólos, a ligação dos seus enrolamentos é ilustrada na figura que se segue.

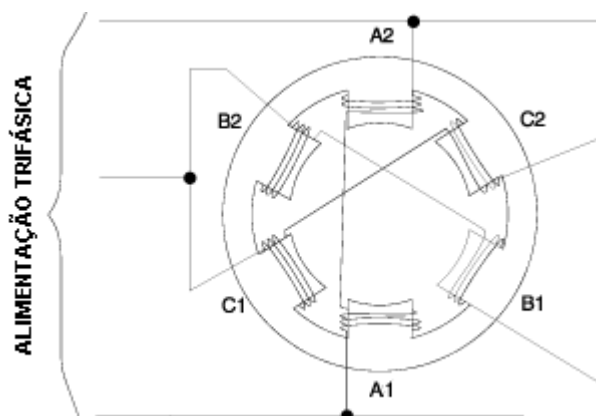


Fig. 142. Esquema de ligação de um motor trifásico de seis pólos.

Cada uma das fases é ligada a pólos opostos e as bobinas associadas são ligadas na mesma direcção de forma a que os pólos magnéticos gerados são de sinais opostos, i.e. quando o pólo A1 é norte o pólo A2 é sul e assim sucessivamente. Desta forma um campo girante à frequência de alimentação é promovido.

Até ao momento nada foi dito acerca do rotor para motores eléctricos de corrente alternada. Isto deve-se ao facto de existirem basicamente duas estratégias distintas para gerar os pólos magnéticos neste componente. Dessas duas estratégias resultam dois tipos distintos de motores eléctricos de corrente alterna: os síncronos e os de indução.

2.3.1.2.1 Motores AC de Indução

Como já foi dito anteriormente a indução é um fenómeno que ocorre quando um condutor se move relativamente a um campo magnético. Este movimento relativo causa o aparecimento de uma corrente induzida no condutor que, por sua vez, cria um campo magnético no sentido de anular o campo que lhe deu origem.

Num motor de indução, o fluxo de corrente no rotor é originada pela influência dos condutores que o compõem cortando as linhas de fluxo produzidas pelo campo magnético do estator. A corrente induzida no rotor resulta num campo magnético em torno dos condutores do rotor fazendo com que cada condutor se comporte como um ímã permanente. Desta forma o campo magnético induzido do rotor será atraído e seguirá o movimento do campo girante do estator. Esta estratégia é ilustrada pela figura que se segue.

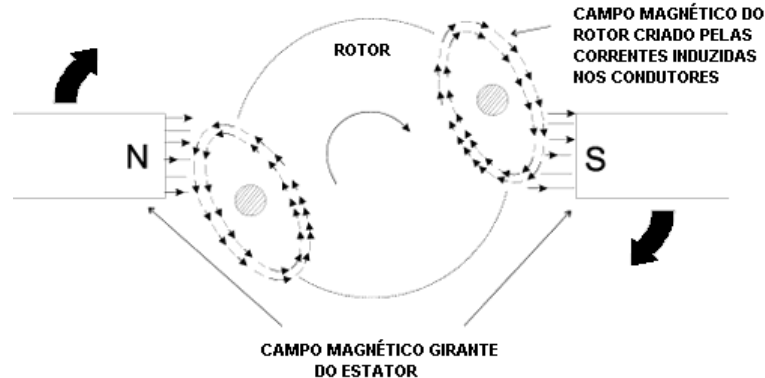


Fig. 143. Princípio de funcionamento de um motor de indução.

Os condutores podem ser enrolamentos de cobre (motores de indução de rotor bobinado), contudo a configuração mais comum é a de um rotor cilíndrico com condutores longitudinais sobre a forma de barras de cobre ou alumínio paralelas entre si e ligadas a um anel do mesmo material em ambas as extremidades. Esta configuração possui o aspecto ilustrado na figura 144 e é designada por rotor em “gaiola de esquilo”.

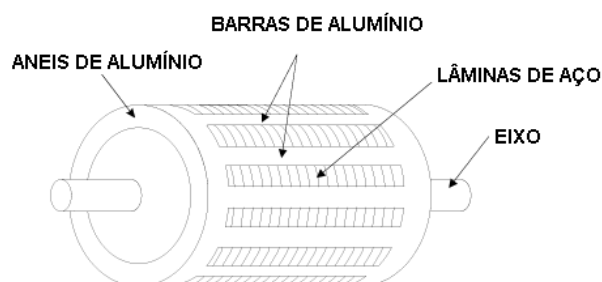


Fig. 144. Rotor em “gaiola de esquilo”.

Esta filosofia de concepção traduz-se em motores simples e robustos visto que, como a corrente é induzida no rotor, não existe qualquer ligação eléctrica externa ao rotor minimizando-se assim possíveis desgastes mecânicos.

Num motor de indução trifásico o binário produzido resulta da interacção entre os campos gerado no estator e no rotor. O campo do rotor gira de forma síncrona à velocidade de sincronismo dada, em rotações por minuto, por,

$$n_s = 120 \cdot \frac{f}{p} \text{ (rpm)} \quad (2.11)$$

Onde f é a frequência de rede e p o número de pólos magnéticos. Por outro lado, a velocidade de rotação do rotor é sempre inferior à velocidade síncrona a menos de um factor designado por escorregamento. Este factor é definido de forma relativa como:

$$s = \frac{n_s - n_R}{n_s} \quad (2.12)$$

Onde n_R se refere à velocidade do rotor. Valores típicos de escorregamento em regime de carga nominal situam-se entre 2 e 5%. Para este tipo de motores a curva característica binário/velocidade apresenta o aspecto ilustrado na figura 145.

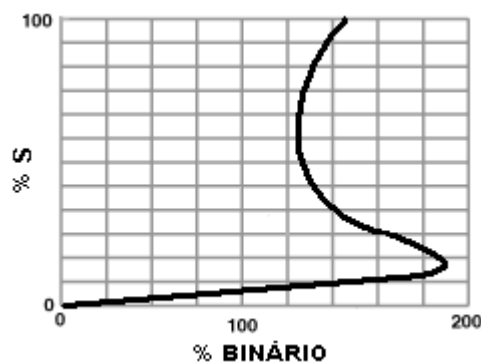


Fig. 145. Relação binário velocidade para um motor de indução.

Perto do sincronismo, na zona normal de operação, o binário é proporcional ao escorregamento e no arranque o binário é superior ao nominal (tipicamente 150%), crescendo até ao ponto onde atinge quase o sincronismo com binários de cerca de 200% superiores ao nominal.

O modo de operação de um motor de indução trifásico não pode ser extrapolado directamente para o motor do mesmo tipo mas monofásico pois para este último o campo não gira mas alterna sendo portanto necessário

estratégias adicionais por forma definir univocamente a direcção de rotação. Um dos métodos para definir a direcção de rotação em motores de indução monofásicos é designado por *shaded pole*. Esta forma de construção é comum em motores de pequenas dimensões para potências inferiores a 100W. Como se mostra na figura 146, esta estratégia consiste basicamente na adaptação de um anel de cobre em torno de cada uma das duas porções mais pequenas de cada pólo do estator.

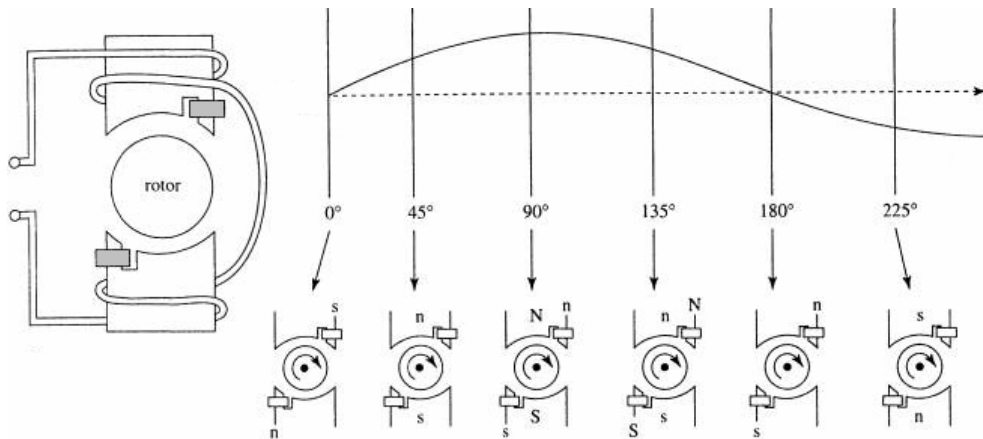


Fig. 146. Motor de indução monofásico do tipo *shaded pole*.

Quando a corrente AC tenta modificar a polaridade dos pólos, a variação no campo magnético induz uma corrente no anel que se opõe à alteração do campo magnético. Desta forma o estabelecimento dos pólos magnéticos nessa porção é atrasada relativamente ao restante material definindo assim a direcção de rotação do motor. Apesar de simples, com esta estratégia a direcção de rotação não pode ser alterada.

Outro método usado para definir a direcção de rotação num motor de indução monofásico consiste na utilização de pólos magnéticos adicionais (temporários ou não). Este tipo de motores, designados por motores de fases separadas, possuem, ligado em paralelo com cada pólo magnético, pólos suplementares de arranque. Estes circuitos paralelos normalmente possuem um interruptor inercial em série com os pólos de arranque cujo objectivo é desligar os enrolamentos de arranque uma vez o motor iniciado por forma a reduzir o consumo de energia.

Existem diversas estratégias de concepção para este tipo de motores, contudo o denominador comum entre eles reside no facto de que a polaridade magnética do circuito de arranque está em atraso ou em avanço relativamente ao circuito magnético principal.

Na figura 147a, o enrolamento de arranque possui menos espiras do que o enrolamento principal traduzindo-se numa menor indutância o que implica que a polaridade magnética dos pólos de arranque estão em avanço relativamente aos restantes. A direcção de rotação é então no sentido da localização do enrolamento de arranque.

A figura 147b ilustra uma estratégia similar à primeira. Neste caso ao enrolamento principal é adicionado um indutor por forma a que a variação da sua polaridade magnética esteja em atraso relativamente à do circuito de arranque.

Outra forma de controlo de direcção consiste na introdução de um condensador em série com o enrolamento de arranque por forma a que a polaridade magnética deste circuito esteja em avanço relativamente à polaridade magnética do circuito magnético principal (figura 147c).

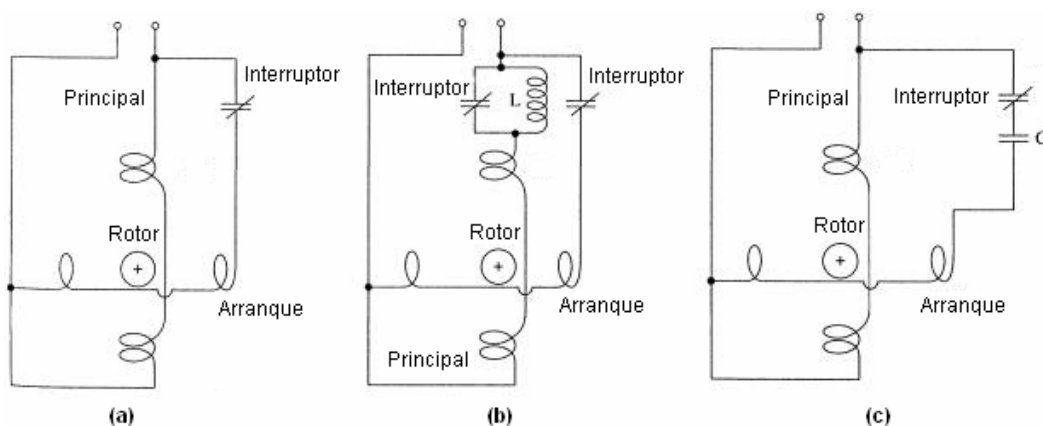


Fig. 147. Configurações eléctricas para motores monofásicos de indução.

2.3.1.2.2 Motores AC síncronos

Os motores síncronos possuem estatores similares ao dos motores de indução contudo a concepção do rotor é bastante diferente. Ao contrário dos motores

de indução, nesta classe de motores a polaridade magnética do rotor é constante e intrínseca. O campo magnético constante pode ser gerado:

- a) Por alimentação DC externa.
- b) Por magnete permanente, histerese ou por relutância.

O motor síncrono deve o seu nome ao facto do seu rotor seguir o campo magnético do estator exactamente conforme este gira, i.e., pelo facto do rotor possuir um campo magnético constante, este “fixa-se” aos pólos magnéticos do campo girante seguindo-o à mesma velocidade. Por exemplo com um par de pólos por fase, o campo magnético roda 360° em um ciclo da alimentação e desta forma a frequência de rotação do rotor é idêntica à frequência de alimentação.

Os motores síncronos são menos utilizados do que os motores de indução salvo nos casos em que é essencial precisão de velocidade. Uma das razões prende-se com o facto deste tipo de motores não arrancarem por si só sendo necessário sistemas auxiliares para os inicializar. Existem basicamente três formas de um rotor de íman permanente estacionário ser acelerado à velocidade à qual este consiga apanhar e fixar-se ao campo girante.

- a) Recorrendo a motores auxiliares por forma a acelerá-los até à velocidade de sincronismo.
- b) Outro método consiste na introdução de “gaiolas de esquilo” nos seus rotores de modo que estes arrancam como motores de indução.
- c) Recorrendo ao controlo da frequência da tensão de alimentação, é possível controlar a velocidade do campo girante por forma a acelerá-lo lentamente de modo a que o rotor o acompanhe.

2.3.1.2.3 Controlo de Motores AC

Relativamente aos motores DC os motores AC possuem as vantagens de serem mais baratos, robusto e requererem menos manutenção. Contudo o controlo da sua velocidade é geralmente mais complexa do que para motores DC.

Existem basicamente duas formas de controlar a velocidade em motores de corrente alterna. A primeira passa por um controlo mecânico baseado numa embraiagem magnética como se ilustra pela figura subsequente [7].

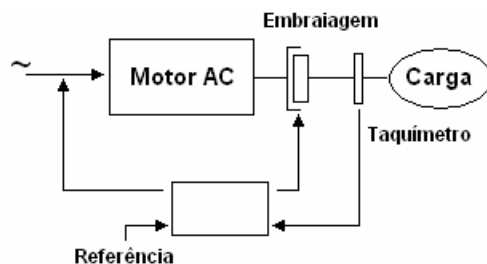


Fig. 148. Controlo de velocidade de um motor AC usando embraiagem.

Como a velocidade dos motores AC é determinada pela frequência da alimentação, a segunda estratégia é baseada em torno de uma fonte de frequência variável. Sabe-se que o binário desenvolvido por um motor AC é constante quando a razão entre a tensão aplicada e a sua frequência é constante. Assim, e por forma a manter um binário constante a diferentes velocidades, quando a frequência é variada, a tensão aplicada ao estator também deve variar [3]. Um dos métodos mais comuns de controlo de velocidade em motores de corrente alternada consiste, numa primeira etapa, na rectificação de AC para DC por intermédio de um conversor. Posteriormente essa tensão contínua é convertida novamente para uma tensão alternada mas a uma frequência diferente.

2.3.1.3 Servo-Motores e Motores Passo-a-Passo

A diferença dos motores passo-a-passo e dos servo-motores relativamente aos motores revistos anteriormente é a de que estes últimos não podem ser posicionados ou parados em uma posição específica. Desta forma em processos, normalmente computadorizados, onde existe a necessidade de se controlar a posição angular de um determinado mecanismo, recorre-se a motores do primeiro tipo. Os motores passo-a-passo são normalmente usados em sistema de posicionamento em malha aberta, i.e., não carecem de sensores de posição visto que, em regime normal de funcionamento, a posição do rotor é sempre conhecida.

Em termos de construção, os motores passo-a-passo possuem muito em comum com os motores síncronos. O rotor de um motor passo-a-passo é um íman permanente que é atraído sequencialmente pelos pólos de diversos electroímans estacionários. Este electroímans são ligados e desligados num padrão controlado de forma que o pólo magnético do rotor se move de um electroíman para outro. A figura que se segue pretende ilustrar essa estratégia.

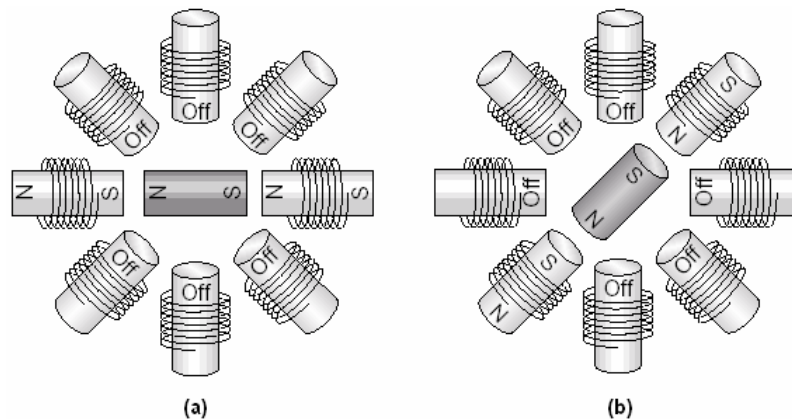


Fig. 149. Princípio de funcionamento de um motor passo-a-passo.

Para o exemplo da figura anterior, e atendendo a que os enrolamentos são ligados sequencialmente em pares, a resolução de posição é de apenas 45° . Por forma a aumentar a resolução destes dispositivos, é possível fazer combinações de pólos e de correntes em cada pólo de forma que a direcção do campo magnético total aponte para qualquer posição intermédia entre os pólos.

O controlo das correntes em cada enrolamento é feito normalmente recorrendo a circuitos integrados que convertem um conjunto de pulsos digitais em ângulos, i.e. se, por exemplo, 1 pulso produz a rotação de 6° , 60 impulsos produzem uma rotação completa do rotor.

Existem motores passo-a-passo cujo rotor não é composto por um íman permanente mas por um rotor dentado feito de material ferromagnético. Este tipo de dispositivos são chamados de motores passo-a-passo de relutância variável. Adicionalmente estratégias de construção que englobam tanto a primeira como a segunda estratégia estão disponíveis. Este tipo de motores designados por híbridos são extensivamente usados em sistemas de

posicionamento de elevada exactidão como por exemplo em discos rígidos para computadores [3].

Competindo para muitas aplicações com os motores passo-a-passo encontram-se os servo-motores DC. Este tipo de dispositivos possuem integrado no mesmo encapsulamento o motor e o controlador. Nos servo-motores a posição do rotor é definida usando uma codificação por modulação de pulsos (PCM). A figura que se segue mostra o aspecto de um servo-motor comercial.



Fig. 150. Aspecto de um servo-motor comercial.

2.3.2 Selenóides

Um selenóide é composto por um electroíman no eixo do qual se move um núcleo ferromagnético. A passagem de corrente no enrolamento gera um campo magnético que exerce uma força sobre o núcleo provocando o seu deslocamento. A força exercida no núcleo é proporcional ao quadrado da corrente e pode ser estimada atendendo à seguinte equação [3].

$$F = \frac{\mu\phi}{2} \left(\frac{nI}{l} \right)^2 \quad (2.13)$$

onde as variáveis foram já definidas para (1.68) e (1.69).

Este tipo de dispositivos de actuação são utilizados em embraiagens, travões e válvulas podendo ser desenvolvidas para operarem em dois modos de funcionamento distintos: O modo on/off ou o modo proporcional em que o deslocamento do núcleo é função da corrente aplicada ao enrolamento. A figura que se segue mostra o exemplo da aplicação de um selenóide como válvula para a regulação de caudais.



Fig. 151. Electroválvula.

2.4 Actuadores Hidráulicos e Pneumáticos

Como estratégia de transferência de energia, os fluídos comprimidos tem vindo a ser cada vez mais utilizados nas mais diversas aplicações industriais por forma a produzir trabalho. A razão por detrás deste facto deve-se ao avanço que se tem vindo a fazer no sentido de se melhorar os componentes de controlo associados a este tipo de sistemas. Comparativamente aos seus equivalente electro-mecânicos, os actuadores de fluídos possuem a vantagem de poder fornecer potências mais elevadas. Mais ainda, em diversos campos de aplicação onde se manipulam materiais inflamáveis, como é o caso das indústrias petroquímicas, os actuadores electromecânicos não podem ser utilizados devido aos fenómenos de ionização do ar (arco eléctrico) que se fazem sentir como resultado da sua operação.

Um actuador hidráulico ou pneumático representa apenas o elemento final de um sistema mais complexo não sendo portanto possível falar em actuadores de fluídos sem os enquadrar no seu universo de operação. Desta forma, esta secção começa pela descrição dos circuitos pneumáticos e hidráulicos básicos no que diz respeito aos seus componentes estruturais.

2.4.1 Circuito Pneumático e Hidráulico

Os sistemas pneumáticos e hidráulicos têm como denominador comum o facto de ambos operarem através de um fluído sob pressão. No caso dos circuitos pneumáticos esse fluído é o ar e no caso dos hidráulicos o óleo.

A utilização do ar relativamente ao óleo como forma de transmissão de energia possui, como quase tudo, vantagens e desvantagens. A actuação pneumática possui um custo inferior e é menos poluente do que a actuação hidráulica. Contudo, e devido à compressibilidade do ar, este tipo de sistemas está limitada a pressões inferiores a 10 bar traduzindo-se numa menor potência de trabalho. Por outro lado, os actuadores hidráulicos permitem operar cargas mais elevadas mas são economicamente mais dispendiosos e de manutenção mais cuidadosa visto que, fugas eventuais de óleo, são altamente poluentes e corrosivas [7].

Qualquer que seja a opção, uma estratégia de actuação pneumática ou hidráulica implica a definição de um circuito completo de fluido sobre pressão. Num circuito hidráulico, o óleo sobre pressão é fornecido por uma bomba acoplada a um motor eléctrico ou de combustão. Como se pode ver pela figura 152 [3] a bomba extrai o óleo de um reservatório impulsionando-o em direcção ao acumulador.

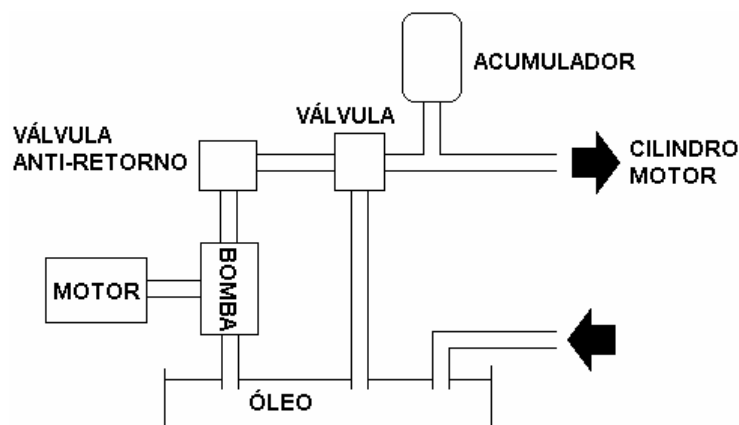


Fig. 152. Circuito Hidráulico.

Entre a bomba e o acumulador existem duas válvulas uma anti-retorno e outra de escape. A válvula anti-retorno é um dispositivo que permite a passagem do fluxo em apenas uma direcção prevenindo assim que o óleo sobre pressão retorne à bomba quando, por exemplo, esta está em repouso. Por outro lado a válvula de escape é incluída por segurança e a sua operação está definida por uma pressão de limiar pré-determinada. Acima desse valor a válvula abre deixando passar o excesso de pressão de volta para o reservatório.

Normalmente para economizar a bomba e para uniformizar a pressão introduz-se no circuito um reservatório de energia ou acumulador. O acumulador é essencialmente um reservatório no qual o óleo é mantido sobre pressão através de uma qualquer força externa.

Um circuito pneumático é ligeiramente diferente como se pode ver pela figura 153 [3]. Tal como no circuito hidráulico, nos sistemas pneumáticos um motor é responsável pelo funcionamento de dispositivo responsável pela compressão do ar: o compressor. Por forma a eliminar impurezas, um filtro é acoplado à entrada de ar do compressor. Eventualmente um silenciador pode ser adicionado a montante por forma a minimizar o ruído produzido pela sucção de ar pelo compressor.

O circuito que liga o compressor ao acumulador pode compreender uma válvula de segurança, um refrigerador e um filtro para eliminar a água do ar. O elemento refrigerador serve para reduzir a temperatura do ar visto que, quando este é comprimido, a sua temperatura aumenta por uma quantidade proporcional à pressão (lei de Boyle-Mariot).

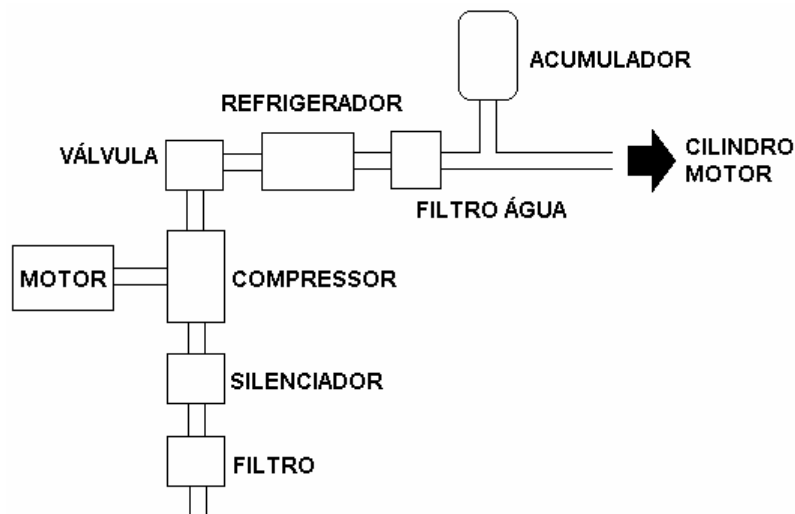


Fig. 153. Circuito Pneumático.

Tal como no circuito hidráulico, o circuito pneumático é normalmente dotado de um acumulador sobre a forma de um tanque de ar comprimido. O objectivo deste componente é o de filtrar oscilações de alta frequência na pressão de saída.

2.4.2 Bombas e Compressores

As bombas e compressores são os componentes dos circuitos de fluídos responsáveis pela manutenção da pressão no interior do sistema. É de notar que, devido à sua reversibilidade, a mesma estratégia de concepção para estes dispositivos pode ser usada no desenvolvimento de actuadores por fluídos.

A diferença entre bombas e compressores reside essencialmente no tipo de fluído manipulado. Assim, existem algumas estratégias de concepção que são idênticas em princípio a ambos os componentes. Normalmente este tipo de componentes fornecem um caudal fixo existindo no entanto bombas e compressores de volume variável podendo ser adaptadas a solicitações também elas variáveis.

Entre os diversos tipos de bombas hidráulicas mais comuns salientam-se [7]:

- Bombas de Palhetas para pressões entre 150 e 300 bar.
- Bombas de Engrenagem para pressões entre 100 e 150 bar.
- Bombas de Pistão e Barrilete para pressões inferiores a 250 bar

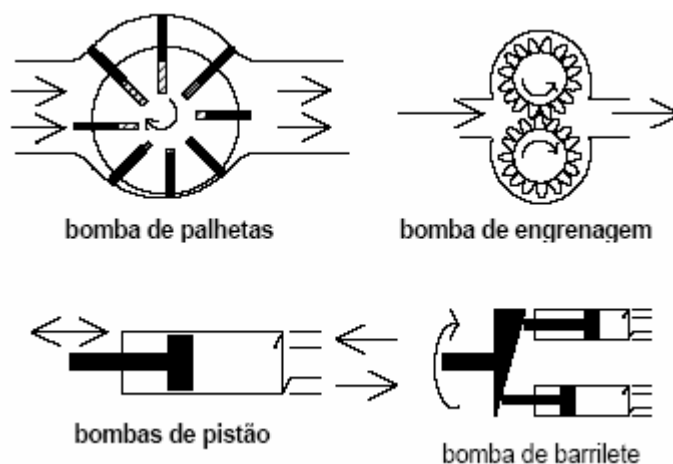


Fig. 154. Alguns tipos de bombas hidráulicas.

Relativamente aos compressores, e atendendo ao que foi dito anteriormente existem, entre outros [7];

- Compressores de Palhetas.
- Compressores de Pistão.

- Compressores de Anel Líquido.
- Compressores de Lóbulo.

2.4.3 Válvulas

Tanto num circuito hidráulico como pneumático, o controlo do fluído comprimido durante o percurso é realizado através de válvulas. Dependendo do papel que desempenham este tipo de componentes pode ser dividido em dois grupos: válvulas de pressão e válvulas de fluxo de caudal.

Tal como o seu nome indica, as válvulas de pressão efectuam o controlo da pressão do fluído no interior do circuito. Esse controlo pode ser fixo e pré-definido, i.e., a válvula possui um valor limiar de pressão fixo acima do qual abre libertando o excesso de pressão. Alternativamente o valor de limiar de pressão da válvula pode ser regulável (de forma manual ou automática). As primeiras são chamadas de válvulas de escape e as segundas de válvulas de controlo de pressão.

No que se refere às válvulas de fluxo de caudal estas podem ser de três tipos [7]:

- Bloqueio.
- Regulação.
- Direccionais.

As válvulas de bloqueio ou anti-retorno apenas permitem a passagem unidireccional do fluxo. Por outro lado, as válvulas de regulação permitem o controlo do fluxo de fluído num determinado troço do circuito e as válvulas direccionais orientam o fluído para um ou outro troço do circuito.

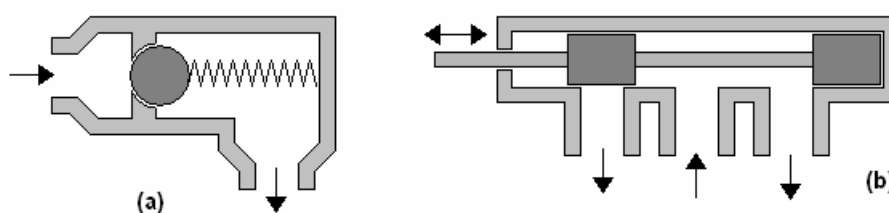


Fig. 155. Alguns tipos de válvulas. (a) de bloqueio (b) direccional

2.4.4 Acumuladores

Em ambos os circuitos de actuação por fluído descritos anteriormente, existe um componente responsável pelo armazenamento de uma dada quantidade de fluído sobre pressão. A manutenção deste fluído no circuito possui, entre outras, as vantagens de manter uma pressão constante face a perturbações de alta frequência e minimizar o desgaste da bomba ou compressor. Em termos de concepção, um acumulador é essencialmente um reservatório no qual óleo ou ar é mantido sobre pressão. Note-se que em circuitos pneumáticos o acumulador é geralmente designado por tanque de ar.

De entre outras estratégias, os acumuladores podem ser de gás estanque, de mola ou gravíticos. Relativamente ao primeiro, o ar ou óleo é comprimido por um diafragma (membrana elástica) através de gás sob pressão. Já para o acumulador de mola, como o seu próprio nome indica, a pressão do fluído é conservada por um pistão mantido por uma mola em tracção. No que se refere ao acumulador gravítico, a energia necessária à manutenção da pressão no fluído é levada a cabo pela força de gravidade que actua numa massa. As três estratégias estão ilustradas na figura que se segue.

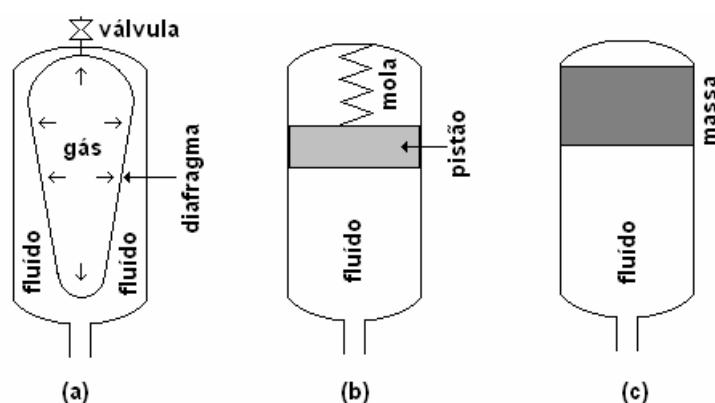


Fig. 156. Alguns tipos de acumuladores. (a) de gás (b) de mola e (c) gravítico.

2.4.5 Actuadores de Fluído

Os actuadores hidráulicos ou pneumáticos convertem a energia do fluído em trabalho mecânico. Existem basicamente dois tipos de actuadores por fluído os cilindros e os motores.

Os cilindros hidráulicos ou pneumáticos são actuadores lineares, i.e. convertem a pressão do fluido num movimento linear. Conceptualmente, este tipo de dispositivos são compostos por um tubo cilíndrico ao longo do qual um pistão se pode mover.

O modo de operação destes dispositivos é muito simples: o fluido é forçado para dentro do cilindro exercendo assim uma pressão contra o pistão obrigando-o a deslocar-se transmitindo uma força igual ao produto da pressão do fluido pela área da cabeça do pistão.

O retorno do pistão quando a pressão na câmara diminui pode ser efectuado de duas formas distintas: por intermédio de uma mola e a este tipo de cilindros designam-se por simples, ou alternativamente aplicando uma pressão na câmara oposta (cilindro de duplo efeito).

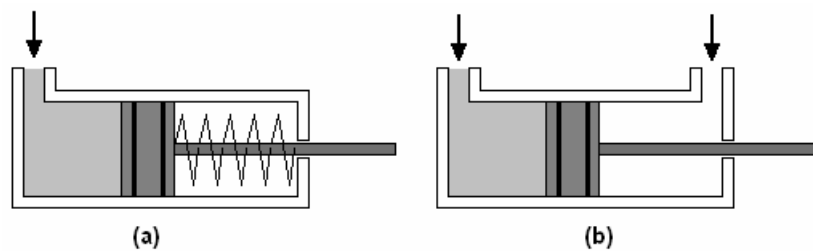


Fig. 157. (a) cilindro simples (b) cilindro de duplo efeito.

Apesar de estes componentes serem actuadores lineares, o movimento linear pode no entanto ser convertido mecanicamente em movimento angular por intermédio, por exemplo, de um pinhão e cremalheira (figura 158) ou bielas. Este tipo de actuadores são normalmente designados por cilindros rotativos sendo no entanto, normalmente, apenas capazes de descrever um número finito de rotações.

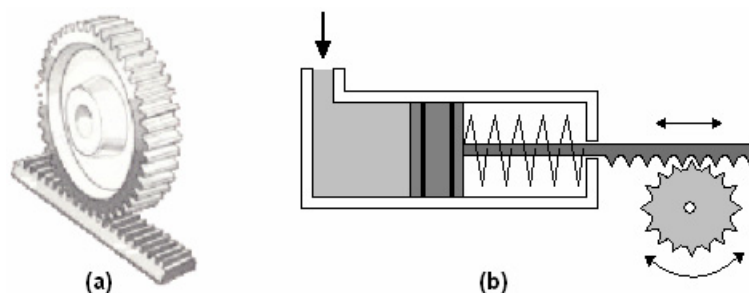



Fig. 158. (a) pinhão e cremalheira (b) cilindro rotativo.

Por outro lado, os motores são actuadores capazes de converter a pressão de um fluído em movimento mecânico de rotação. Em termos de concepção, estes componentes são, no seu essencial, o equivalente invertido das bombas.





Exercícios de Aplicação

E.1 Um dado sensor possui um erro de linearidade de 1% da leitura mais 0.1% do fim de escala. Um segundo sensor, com a mesma gama de medida, possui um erro de linearidade de 0.5% da leitura mais 0.2% do valor de fim de escala. [1]

- Para que gama de valores é o primeiro sensor mais exacto do que o segundo?
- Se o segundo sensor possuir uma gama de medidas duas vezes superior à do primeiro, para que gama de valores será este mais exacto.

E.2 Determine a sensibilidade de um dado sensor de temperatura a partir das seguintes observações:

Resistência (Ω)	Temperatura ($^{\circ}\text{C}$)
307	200
314	230
321	260
328	290

E.3 Um sensor não-linear possui uma curva de calibração que pode ser aproximada pela seguinte equação:

$$y = 450 \cdot (1 - e^{-0.1x}), \quad x \in [0, 30]$$

Qual a sensibilidade deste sensor?

E.4 Um conjunto de seis medidas foram obtidas sobre uma grandeza invariante no tempo para dois sensores distintos sobre as mesmas condições.

Sensor #1	2.99	2.94	3.02	2.91	3.05	3.11
Sensor #2	2.95	3.06	3.08	2.93	2.98	3.04

Qual o sensor mais preciso?

E.5 Um sensor com uma resposta dinâmica de primeira ordem é usado para medir flutuações na entidade a medir até 100 Hz. Se o erro dinâmico se deseja manter inferior a 5%, qual a constante de tempo que o sensor deve possuir? [1]

E.6 Num sistema de medida um sensor com uma resposta de 1ª ordem é substituído por outro com a mesma frequência natural mas com resposta dinâmica de 2ª ordem. Determine o coeficiente de amortecimento de forma a obter uma atenuação de 3dB a essa frequência. [1]

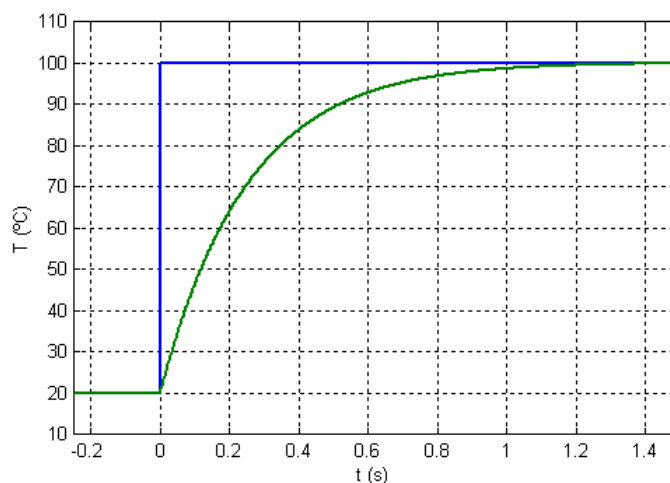
E.7 A seguinte equação diferencial descreve um termómetro de mercúrio:

$$4 \frac{d\theta_o}{dt} + 2\theta_o = 2 \times 10^{-3} \theta_i$$

Onde θ_o representa a altura da coluna de mercúrio e θ_i a temperatura de entrada em °C. Determine a constante de tempo e a sensibilidade estática do termómetro.

E.8 Um sensor, com resposta dinâmica de 1ª ordem, possui uma constante de tempo igual a 0.01s. Determine a gama de frequências de entrada que o sistema possa seguir numa tolerância de 10%.

E.9 A resposta dinâmica de um sensor de temperatura foi estudado usando uma variação brusca da temperatura.



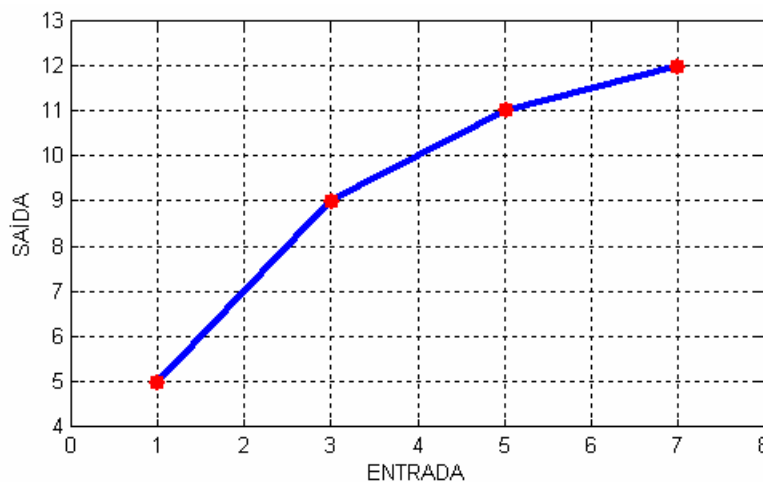
A resposta dinâmica do sensor pode ser descrita pela seguinte equação:

$$T(t) = T_i + (T_f - T_i) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

onde τ representa a constante de tempo do sensor, T_i a temperatura antes da aplicação do degrau e T_f a temperatura após o degrau.

- Qual a constante de tempo do sensor?
- Determine o tempo necessário para atingir a temperatura de 50°C.
- Qual o tempo de resposta deste sensor supondo $\varepsilon < 2\%$

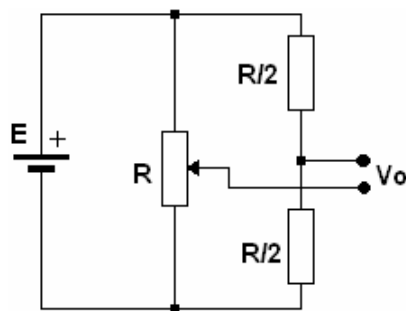
E.10 Um sensor possui a seguinte curva de calibração:



- Recorrendo ao MatLab determine um modelo matemático para o sensor em questão usando:
 - Um polinómio de grau 1 do tipo $y = a \cdot x + b$.
 - Um polinómio de grau 2 do tipo $y = a \cdot x^2 + b \cdot x + c$.
- Estime o valor da sua não-linearidade integral e independente.

E.11 Qual o erro de linearidade (em percentagem do valor de fim de escala) quando a um potenciómetro de $1K\Omega$, com o cursor deslocado de $1/3$ do seu valor máximo, lhe é aplicada uma carga de $10K\Omega$.

E.12 Considere a seguinte ponte em que o potenciómetro R está acoplado ao eixo de rotação de um *Robot*. Para uma rotação completa do braço ($-\pi$ a π), o potenciómetro vai de uma à outra extremidade da resistência [8].



- Determine a relação entre a saída V_o e o ângulo.
- Determine a sua sensibilidade máxima sabendo que a potência máxima no potenciómetro não deve exceder P_{max} .

E.13 Um sensor de pressão constituído por um extensómetro possui a seguinte informação nas suas especificações:

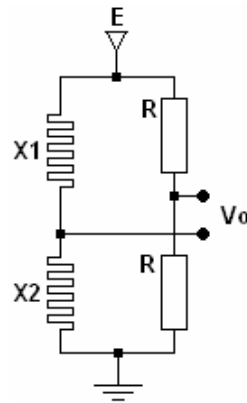
- *Gamas*: 0 a 1400 kPa, 0 a 35000 kPa
- *Erro de Não-Linearidade*: $\pm 0.15\%$ valor de fim de escala.
- *Erro de Histerese*: $\pm 0.05\%$ do valor de fim de escala.

Qual o erro absoluto total devido à não-linearidade e histerese para uma leitura de 1000 kPa na primeira gama de medida.

E.14 Um extensómetro de factor G igual a 2 é ajustado a uma peça de aço sujeita a uma tensão de 1050 kg/m^2 . O módulo de elasticidade do aço é aproximadamente igual a $2,1 \times 10^6 \text{ kg/m}^2$. Calcule a variação relativa da resistência do extensómetro [8].

E.15 Um extensómetro com $G=2.4$ está colada a uma barra de aço com módulo de elasticidade $2 \times 10^6 \text{ kg/m}^2$. A resistência normal do extensómetro é 120Ω . Sob tracção o valor da resistência muda para 120.1Ω . Determine o esforço de tracção [8].

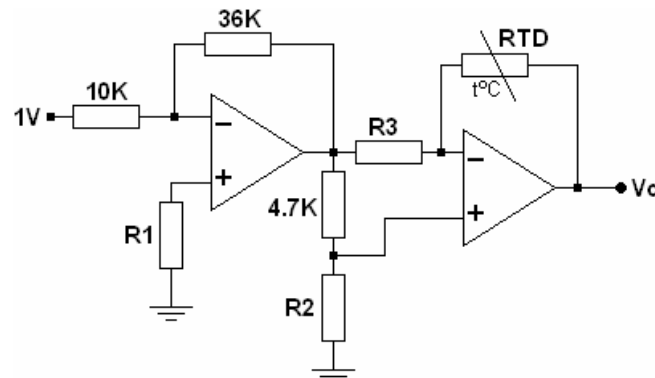
E.16 Considere-se uma ponte de Wheatstone onde **X1** é um extensómetro com resistência igual a 120Ω ($G=2$) e **X2** um extensómetro idêntico ao primeiro não sujeito a deformação (compensação). As resistências **R** são fixas com valor de 120Ω . A corrente máxima admissível nos extensómetros é de 30mA [1].



- Determine o valor máximo da tensão de alimentação **E**.
- Se o elemento sensor for ligado ao aço ($21.42 \times 10^6 \text{ Kg/m}^2$) e a alimentação da ponte for de 5V, qual será a tensão de saída V_o quando o esforço aplicado for de 700 Kg/m^2 ?
- Se o extensómetro **X2** não existisse qual seria a tensão de saída resultante de um aquecimento de 38°C do conjunto aço-extensómetro? Que deformação aparente essa tensão representaria? (Coeficiente de expansão do aço 11.7×10^{-6} , da liga do extensómetro $26.82 \times 10^{-6} \text{ cm/cm}^\circ\text{C}$. Coeficiente de resistência térmica para o extensómetro $10.8 \times 10^{-6} \Omega / \Omega^\circ\text{C}$).

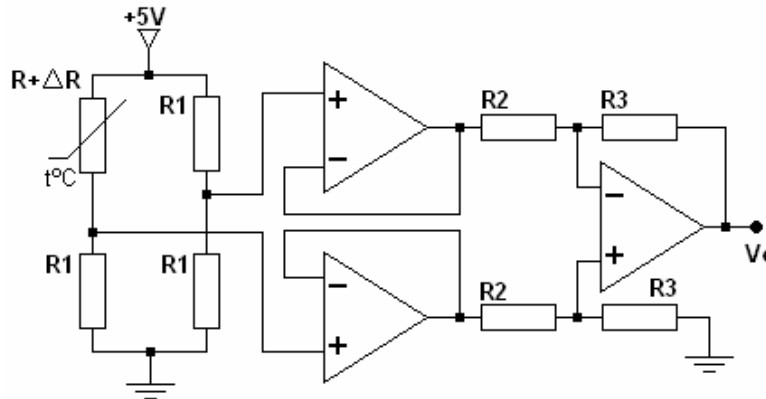
E.17 Um RTD de platina possui uma resistência de 100Ω aos 0°C , 138.5Ω aos 100°C e 175.83Ω aos 200°C . Qual será o erro de não linearidade aos 100°C se o sensor for suposto linear na gama entre 0°C e 200°C .

E.18 Considere uma resistência de platina dependente da temperatura que varia linearmente de 100Ω a 200Ω para uma variação correspondente da temperatura de 0 a 266°C [8].



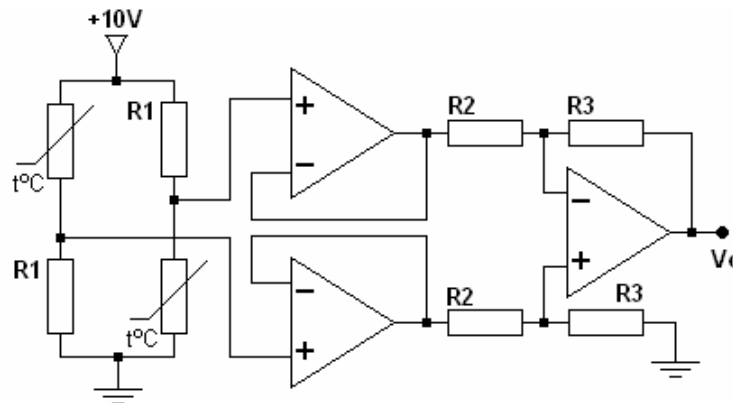
Determine os valores das resistências não conhecidas por forma a termos à saída uma tensão entre 0 e 1.8V para a gama de temperaturas em questão.

E.19 À temperatura de 0°C, $R_1=R=10K\Omega$. A resistência do termístor varia linearmente de 9KΩ (10°C) até 11KΩ (-10°C). $R_2=2K\Omega$ e $R_3=100K\Omega$.



- O termístor possui coeficiente de temperatura positivo ou negativo? Porque?
- Determine o valor da tensão de saída às seguintes temperaturas: +5°C, +10°C, -5°C e -10°C.

E.20 Observe o seguinte circuito:

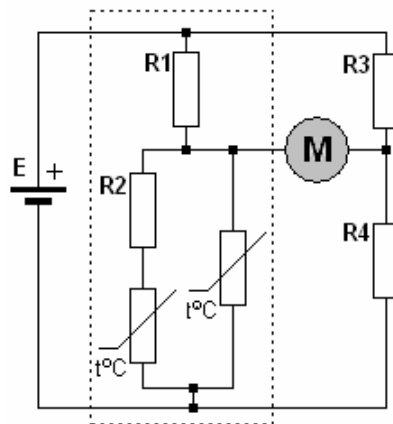


Os termístores são idênticos e a sua resistência esta relacionada com a temperatura por $R(T) = 0.14 \cdot T^2 + 521.94$ onde T é a temperatura em Kelvin. Assumindo que a ponte está em equilíbrio quando $T=100^\circ\text{C}$ ($R_T=R_1=20K\Omega$) e que $R_2=9K\Omega$ e $R_3=180K\Omega$ determine:

- O valor de V_0 para as temperaturas $T=110^\circ\text{C}$ e $T=90^\circ\text{C}$.

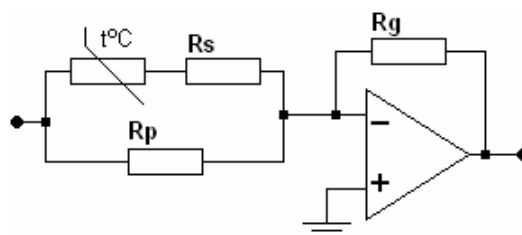
- b) Qual a relação entre a sensibilidade à temperatura do presente circuito relativamente aquele conseguido utilizando apenas um termistor no primeiro braço da ponte.

E.21 Para a aquisição e armazenamento de temperaturas é utilizada uma sonda baseada em termístores e um aparelho de registo **M** com impedância de entrada suposta infinita. Segundo o fabricante, a sonda possui um comportamento linear numa gama de medida entre -5°C e 45°C quando ligada como divisor de tensão. Nesta configuração, e considerando $R_1=5700\Omega$ e $R_2= 12\Omega$ a tensão de saída é dada pelo seguinte modelo $V_o = E \cdot (-0.0056846 \cdot T + 0.805858)$ onde T é a temperatura em graus centígrados e, no presente caso, $E=5\text{V}$. [1]



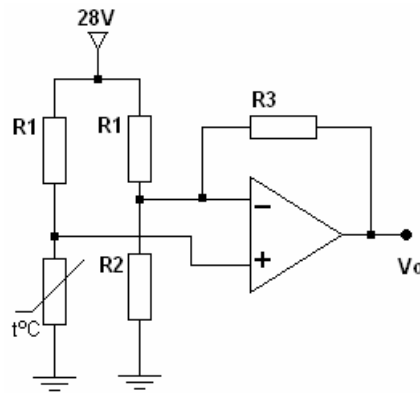
- a) Determine a relação entre as resistências **R3** e **R4** sabendo que a ponte está em equilíbrio quando o sensor está submetido a uma temperatura de 30°C .
- b) Considerando que a gama de medida do aparelho **M** é $[-285,285]\text{mV}$, e atendendo à alínea anterior, qual a temperatura máxima e mínima capaz de ser registada.

E.22 Um amplificador DC exhibe um aumento no ganho quando se observa um aumento da temperatura.



O termistor possui uma resistência de $30\text{K}\Omega$ à temperatura de 25°C e um β de 4000K para a gama de temperaturas de interesse. Se às temperaturas de 15 , 25 e 35°C o ganho deve ser 0.9 , 1 e 1.1 respectivamente quais devem ser os valores das resistências **R_s** , **R_p** e **R_g** ? [1]

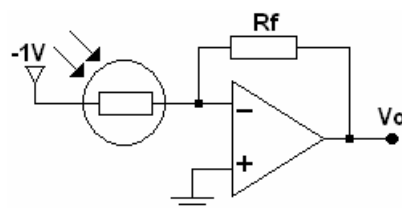
E.23 Considere o seguinte circuito projectado para medir temperaturas na gama de 0 a 40°C . Para este fim utilizou-se um PTC com comportamento linear na gama de medidas possuindo um coeficiente de temperatura de $0.75\%/K$ e resistência igual a $2\text{K}\Omega@25^\circ\text{C}$.



Sabendo que a corrente máxima aceitável no termistor é de 1mA e que a tensão de saída deve variar de 0 a 12V para a gama de temperaturas de interesse determine [1]:

- O valor dos componentes por forma a garantir as especificações dadas.
- Determine a temperatura onde o erro de linearidade integral é máximo. Qual o seu valor?

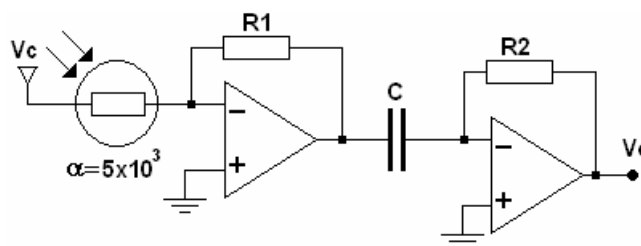
E.24 A figura que se segue ilustra um luxímetro construído com base num LDR com $\alpha = 5000$ e $\gamma = 1$. Este aparelho possui uma gama de medida entre 0 e 1000 W/m^2 .



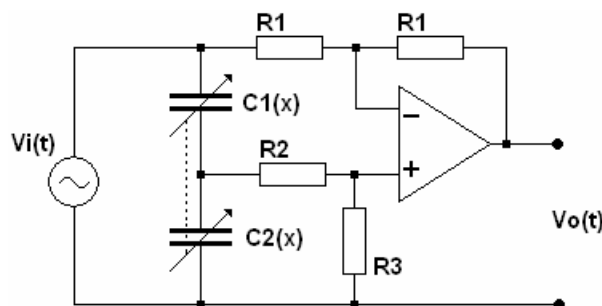
Sabendo que a saída deve variar entre 0 e 10V para a gama de medidas referidas, Determine:

- a) O valor da resistência de realimentação considerando o AMPOP ideal.
- b) Qual o erro, em percentagem do valor de fim de escala, associado a uma medição de 500W/m^2 sabendo que o ganho em malha aberta do AMPOP é finita e igual a 10^4 .

E.25 Mostre que se $\gamma = 2$ e considerando que $\Phi = \phi \sin(\omega t)$, a saída em tensão do seguinte circuito varia linearmente com o fluxo incidente no LDR.



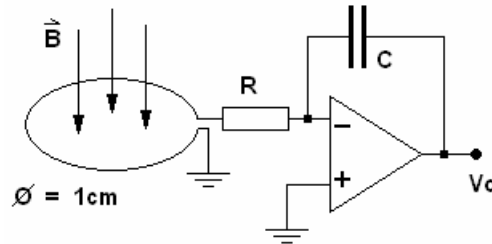
E.26 Mostre que, para um par de sensores capacitivos de distância variável em montagem *push-pull*, a saída do seguinte circuito é $V_o(t) = \pm(x/d) \cdot V_i(t)$. Qual a frequência do sinal de entrada se o processo a medir possuir dinâmicas da ordem dos 15Hz?



E.27 Considere o medidor de caudal electromagnético da figura 36 cuja conduta possui um diâmetro de 5cm. Perpendicularmente a ele existe um campo magnético constante e uniforme de 0.1T. A tensão nos eléctrodos está aplicada à entrada de um amplificador com ganho 1000 e resistência de entrada de $2.5\text{M}\Omega$. Considere ainda que a condutividade do líquido é tal que a resistência entre os eléctrodos é de $250\text{K}\Omega$.

- a) Determine a velocidade média do líquido quando a tensão obtida à saída do amplificador é de 0.2V.
- b) Determine a variação, em percentagem, do sinal de saída quando a condutividade do líquido diminuir 20%.

E.28 Um sensor electromagnético é utilizado para medir a indução magnética, suposta uniforme, numa dada região.



Para medir o campo a espira é inicialmente colocada de forma a que o seu plano seja perpendicular ao vector \vec{B} sendo depois rodada rapidamente até o seu plano ficar paralelo ao mesmo vector. Considere o integrador ideal cuja saída é inicialmente nula. Escreva a expressão da tensão de saída após a operação indicada em função de B .

E.29 Considere um termopar tipo J (Ferro-Constantan) com a seguinte tabela de calibração fornecida pelo fabricante.

Voltage table for thermocouples to EN 60 584

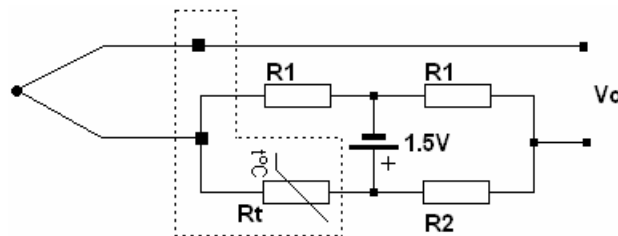
in mV for 10°C temperature steps (0°C cold junction)

Fe-Con J										
°C	0	-10	-20	-30	-40	-50	-60	-70	-80	-90
-200	-7.890	-	-	-	-	-	-	-	-	-
-100	-4.632	-5.036	-5.426	-5.801	-6.159	-6.499	-6.821	-7.122	-7.402	-7.659
0	0	-0.501	-0.995	-1.481	-1.960	-2.431	-2.892	-3.344	-3.785	-4.215
°C	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
0	0	0.507	1.019	1.536	2.058	2.585	3.115	3.649	4.186	4.725
100	5.268	5.812	6.359	6.907	7.457	8.008	8.560	9.113	9.667	10.222
200	10.777	11.332	11.887	12.442	12.998	13.553	14.108	14.663	15.217	15.771
300	16.325	16.879	17.432	17.984	18.537	19.089	19.640	20.192	20.743	21.295
400	21.846	22.397	22.949	23.501	24.054	24.607	25.161	25.716	26.272	26.829
500	27.388	27.949	28.511	29.075	29.642	30.210	30.782	31.356	31.933	32.513
600	33.096	33.683	34.273	34.867	35.464	36.066	36.671	37.280	37.893	38.510
700	39.130	39.754	40.382	41.013	41.647	42.283	42.922	43.563	44.207	44.852

- a) Sabendo que o termopar possui uma junção a 0°C e a outra a 110°C qual a f.e.m. exibida aos seus terminais.
- b) Com uma junção a 0°C e uma f.e.m de 6.56mV qual a temperatura na outra junção.

- c) Considerando agora que a junção de referência está à temperatura ambiente (27°C) qual será o valor da f.e.m. termoelétrica à temperatura de 245°C

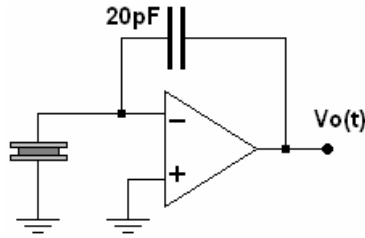
E.30 A figura que se segue mostra um circuito para a medida de temperaturas usando um termopar tipo J cuja tabela de calibração é idêntica à do exercício anterior. O circuito possui a capacidade de compensação automática da junção de referência para temperaturas ambientais entre 20 e 30°C usando uma ponte de Wheatstone e um termistor NTC com β igual a 1000 e $R_0=10\text{K}\Omega@25^{\circ}\text{C}$. Determine os valores dos componentes de modo a satisfazer as especificações dadas.



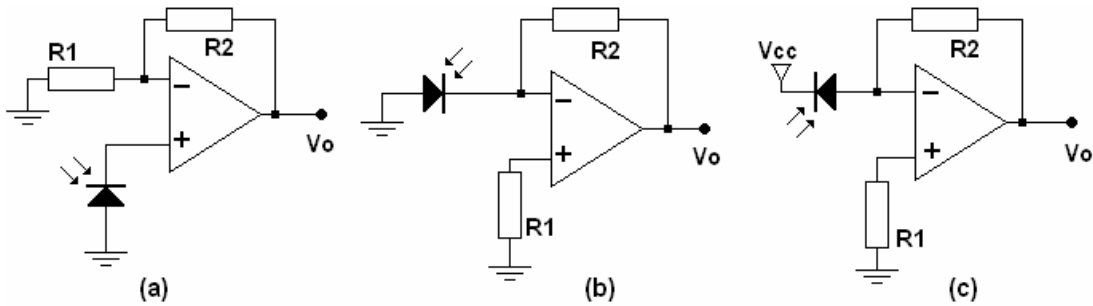
E.31 Pretende-se desenvolver um sistema de condicionamento de sinal para um termopar tipo J (tabela do exercício 29). O sistema deve possuir a capacidade de compensar variações térmicas da junção de referência que se presume variar entre 10 e 30°C . Para tal recorreu-se a um diodo de silício cuja sensibilidade é constante e igual a $-2.5\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ dentro da gama de variações da temperatura ambiente. Mais ainda, verificou-se na prática que $V_d@25^{\circ}\text{C}=0.6025\text{V}$ para $I_d = 1\text{mA}$. O sistema de medida será usado para monitorização de temperaturas até 700°C fornecendo uma tensão de saída proporcional. A tensão de alimentação do sistema deverá ser, por motivos de compatibilidade com o restante sistema de aquisição, de 5V .

E.32 Um sensor piezoelétrico, constituído por um material cujo módulo de Young é $9 \times 10^{10}\text{ Pa}$, possui 1 cm^2 de área e uma espessura de 0.1 cm . A sua sensibilidade é de 2pC/N e a sua permissividade relativa é 5 . Supondo que este se encontra ligado a um amplificador de carga considerado ideal determine a máxima variação da espessura do cristal

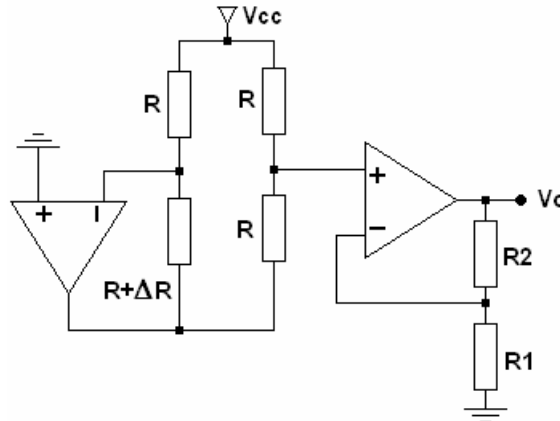
e o valor pico a pico do sinal de saída quando a este é aplicado uma força $F=0.01\sin(10^3t)$.



E.33 Determine a função de transferência $V_o = f(\Phi)$ dos seguintes circuitos:



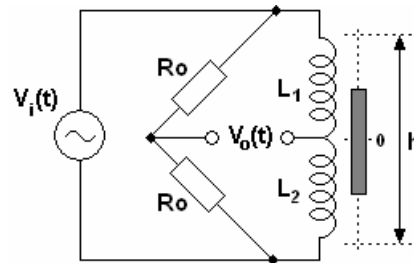
E.34 Mostre que a saída do seguinte circuito varia linearmente com a variação de resistência do sensor. Qual a vantagem deste circuito relativamente ao circuito obtido por montagem em ponte desse mesmo sensor?



E.35 A figura que se segue mostra um circuito de condicionamento de sinal para um sensor de deslocamento linear do tipo indutivo. Este sensor é composto por dois enrolamentos idênticos fixos e um núcleo ferromagnético móvel solidário com o processo a medir. Para deslocamentos do núcleo em torno de $h/2$ a relação entre as

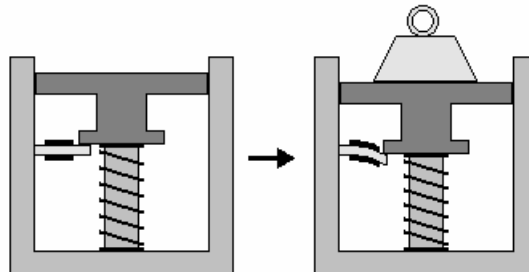
indutâncias L_1 e L_2 e o deslocamento x é aproximadamente linear e pode ser expresso pelas seguintes equações:

$$L_1 = \left(1 \pm \frac{x}{h}\right) \frac{L_o}{2} \text{ e } L_2 = \left(1 \mp \frac{x}{h}\right) \frac{L_o}{2}$$



- Determine $V_o(t)$ em função de x assim como a sensibilidade da montagem.
- Mostre que o circuito de condicionamento possui a capacidade de eliminar erros de medida devido a grandezas de influência. Em que condições isso é possível?

E.36 Considere uma balança hipotética construída em torno de dois extensómetros idênticos com resistência em repouso igual a 100Ω montados em lados opostos sobre uma placa deformável.



Considere que, para deformações relativas inferiores, em módulo, a 10^{-2} , a relação entre o peso e a variação relativa da resistência é aproximadamente linear e pode ser descrita pela seguinte lei:

$$P = 200 \frac{dR}{R} \text{ (kg)}$$

- Sabendo que a constante dos extensómetros é 2.5 determine a gama de medida do sistema.
- Atendendo a que o condicionamento de sinal dos sensores é feito por intermédio de uma ponte de Wheatstone em que ambos os

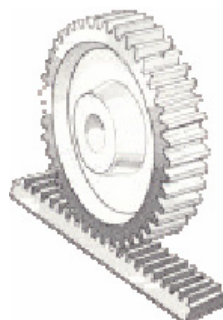
extensómetros estão montados em braços adjacentes deduza a relação entre o peso e a tensão de saída. Considerando que a ponte é alimentada com uma tensão contínua igual a 10V qual a tensão máxima de saída?

- c) Faça o esboço de um circuito que, associado à ponte de Wheatstone da alínea (b) forneça uma tensão em Volts igual ao peso no prato da balança.
- d) Considere que o circuito de condicionamento de sinal está afastado da ponte sendo necessário recorrer a utilização de condutores com resistência igual a 1Ω . Determine o erro introduzido.
- e) Sugira uma modificação no sistema de medida de forma a ser possível duplicar a sua sensibilidade.

E.37 Para determinar a velocidade angular do veio de um motor instalou-se um codificador incremental óptico de uma pista com 1000 aberturas.

- a) Qual a sua resolução.
- b) Se a saída do receptor óptico excita a entrada de relógio de um contador de 16 bits reinicializado todos os segundos qual a velocidade máxima angular máxima passível de ser medida? Que valores são indicados para velocidades superiores?

E.38 O sistema mecânico composto por um pinhão e cremalheira é usado para converter movimento angular em movimento linear. Para a medição do movimento linear é instalado um codificador óptico incremental de forma ao seu movimento ser solidário com o movimento de rotação do pinhão. Este codificador possui duas pistas concêntricas desfasadas mecanicamente de 90° fornecendo informação tanto sobre a posição como sobre o sentido do movimento através de duas saídas TTL.

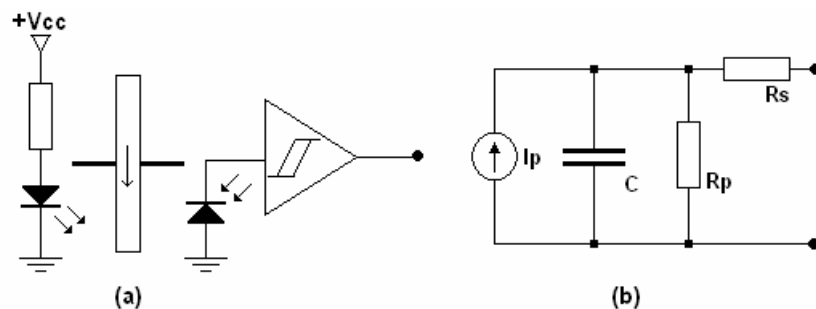


Considere que o pinhão possui 50 dentes por volta, a cremalheira 100 dentes por metro e o codificador uma resolução de 1800 impulsos por revolução.

Nota: Se o pinhão possui N dentes por volta e a cremalheira L dentes por metro, o deslocamento linear será igual a N/L metros por volta.

- a) Qual a resolução obtida para a posição linear e angular?
- b) Sabendo que a posição angular incremental é obtida através de um contador up/down de 16 bits qual a gama de medida do sistema?
- c) Admitindo que quando a linha U/D está a '1' lógico o contador incrementa e quando colocada a '0' o contador decrementa esboce um possível circuito capaz traduzir, a partir das duas saídas do codificador, o sentido do deslocamento.

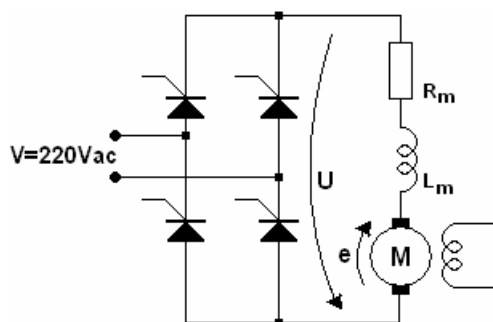
E.39 A figura (a) que se segue mostra um codificador incremental óptico com 300 aberturas por revolução [8].



Considerando que a impedância de entrada do comparador é elevada (ordem dos $M\Omega$) e que o comportamento do fotodíodo pode ser aproximado pelo modelo eléctrico da figura (b) ($C=10\text{pF}$, $R_p=1M\Omega$, $R_s=120\Omega$) determine a máxima velocidade angular mensurável se a atenuação máxima admissível do sinal à saída do fotodíodo for de -3dB .

E.40 Considere um conversor AC-DC monofásico que excita um motor DC de campo gerado paralelo com as seguintes características: resistência do induzido igual a 0.75Ω , indutância do induzido desprezável e corrente nominal de 20A . Sabe-se ainda que para uma tensão de alimentação de 150Vdc o motor apresenta uma velocidade de 1200rpm à carga nominal. Se se pretender manter a velocidade constante de 1560rpm

entre o vazio e a carga nominal determine os valores dos ângulos de disparo dos tirístores sabendo que $U = V \cdot \cos(\phi) \cdot 2\sqrt{2}/\pi$



- [1] Pallás-Areny, R. e Webster, J. G. **“Sensors and Signal Conditioning”**. ISBN 0-471-54565-1. John Wiley & Sons, Inc. (1991).
- [2] Asch, G. *et. al.* **“Les Capteurs en Instrumentation Industrielle”**. ISBN 2-04-016948-2 Dunod (1987).
- [3] Bolton, W. **“Mechatronics: Electronic Control Systems in Mechanical and Electrical Engineering”**. ISBN 0-582-35705-5. Longman (1999).
- [4] Bradley, D.A., Dawson, D., Burd, N.C. e Loader, A.J. **“Mechatronics: Electronics in Products and Processes”**. ISBN 0-412-58290-2. Chapman & Hall (1991)
- [5] J. G. Pinto, R.M. Vasconcelos, F. O. Soares, J. L. Monteiro, **“High resolution yarn mass measurement”**, Conference Information Technology in Mechatronics, Istanbul, Turkey, 1-3 October, 2001, ISBN 975-518-171-1, pp425-430.
- [6] Dailey, D. J. **“Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits”**. ISBN 0-07-100693-1. McGraw-Hill (1991).
- [7] Azinheira, J.R. **“Sensores e Actuadores”**. Instituto Superior Técnico
- [8] Salgado, P. e Boaventura, J. **“Instrumentação e Medidas”**. Universidade de Trás-os-Montes e Alto Douro (1996).
- [9] Coelho, J.P., De Moura Oliveira, P.B. e Boaventura Cunha, J. **“Greenhouse Air Temperature Control using the Particle Swarm Optimisation Algorithm”**, 15th IFAC World Conference on Automatic Control – Barcelona 2002