

ELECTRÓNICA

Júlio S. Martins

Departamento de Electrónica Industrial

UNIVERSIDADE DO MINHO

1994, 1996, 2004

PREFÁCIO IV

1 TÓPICOS PRELIMINARES 1

1.1	Representação de Sinais.	1
1.1.1	Representação Matemática e Gráfica	1
1.1.2	Valor Médio e Valor Eficaz	4
1.2	Circuitos de Corrente Contínua (CC)	5
1.2.1	Corrente Eléctrica	5
1.2.2	Tensão. Fontes de Tensão.....	8
1.2.3	Resistência e Lei de Ohm	10
1.2.4	Potência, Energia, Eficiência.....	14
1.2.5	Circuitos Série e Paralelo	17
	Ligação em série	17
	Lei de Kirchhoff para a Tensão	18
	Regra do Divisor de Tensão.....	19
	Ligação em Paralelo.....	19
	Lei de Kirchhoff para a Corrente	21
	Regra do Divisor de Corrente	22
1.2.6	Fontes de Tensão e Fontes de Corrente	23
1.2.7	Teoremas	25
	Teorema da Sobreposição	25
	Teorema de Thevenin	26
	Condensadores	28
	Indutâncias	29
1.3	Circuitos de Corrente Alternada (CA).....	30
1.3.1	Conceito de Reactância	30
1.3.2	Fasores e Números Complexos	32
1.3.3	Circuitos Série e Paralelo	37
1.3.4	Potência em CA	39

2 O SISTEMA 44

2.1	Introdução.....	44
2.2	A Caixa Preta.....	44
2.3	Tipos de Sistema.....	50
2.3.1	Lineares, Não Lineares	50
2.3.2	Malha-Aberta, Malha-Fechada.....	52
2.4	Características de Sistemas.....	54

2.4.1	Precisão.....	54
2.4.2	Sensibilidade.....	55
2.4.3	Resolução	57
2.4.4	Linearidade	58
2.4.5	Resposta em Frequência, Resposta no Tempo	60
2.4.6	Características Dinâmicas	65
3	TRANSDUTORES.....	68
3.1	Introdução.....	68
3.2	Características de Transdutores	70
3.3	Alguns Transdutores Típicos e suas Especificações mais Importantes.....	74
3.3.1	Microfones.....	74
3.3.2	Transdutores de força/pressão	76
3.3.3	Transdutores de temperatura	79
3.3.4	Transdutores ópticos (sensores de luz).....	83
	A fotoresistência (LDR – "Light Dependent Resistor")	85
	O fotodíodo	87
	O fototransístor	88
	A fotocélula.....	89
	O fototubo	89
3.4	Circuitos para transdutores	91
4	COMPONENTES DE SISTEMAS ELECTRÓNICOS	94
4.1	Componentes Básicos.....	94
4.1.1	O Díodo Semicondutor.....	94
	Funcionamento do díodo semicondutor – junção P-N.....	100
	Característica $v-i$ do díodo de junção.....	103
4.1.2	O Transístor Bipolar	106
	Construção e funcionamento do transístor bipolar	107
	Funcionamento do transístor como interruptor – característica ideal.....	113
	Característica do transístor real	114
4.1.3	Outros Componentes	117
	Outros transístores: o FET	117
	O tirístor.....	119
	O triac	122
	O diac.....	124
	Tipos de circuitos integrados	126
	Fabrico de circuitos integrados	126
4.2	Fontes de Alimentação	130

4.2.1	Introdução.....	130
4.2.2	Bloco Transformador.....	132
4.2.3	Bloco Rectificador.....	134
4.2.4	Filtro	136
4.2.5	Bloco Regulador	138
4.2.6	Especificações	140
4.3	Amplificadores	145
4.3.1	Introdução.....	145
4.3.3	Especificações	150
	Amplificadores realimentados ("Feedback").....	154
	Amplificador Não-Inversor.....	157
	Amplificador Inversor.....	158
	Amplificador Diferencial	160
	Outros amplificadores (computação analógica)	161
4.4	Componentes Digitais	163
4.4.1	Conceitos Básicos.....	163
4.4.2	Circuitos Combinacionais	173
4.4.3	Circuitos Sequenciais	178
4.4.4	Famílias Lógicas.....	199
4.5	Outros Componentes e Subsistemas.....	204
4.5.1	Conversores analógico ↔ digital	204
4.5.2	Multiplexers.....	216
4.5.3	Conversão série ↔ paralelo.....	217
BIBLIOGRAFIA		218

PREFÁCIO

Vivemos imersos num mundo de electrónica. Este facto é particularmente notado durante uma falha de energia eléctrica, quando nada funciona. A nossa sociedade depende cada vez mais desta tecnologia: a electrónica acorda-nos pela manhã e ajuda-nos a preparar o pequeno almoço; controla os nossos electrodomésticos, os nossos automóveis (e outros meios de transporte), as nossas fábricas; ajuda-nos nas transferências bancárias e na gestão de negócios; trabalhamos cada vez mais em escritórios electrónicos; mantemo-nos informados e divertimo-nos com a TV, rádio e jogos electrónicos; alguns de nós até transportam electrónica dentro do corpo – para controlar a batida do coração.

Os sistemas electrónicos constituem hoje em dia uma parte *standard* de quase todos os equipamentos, visto que oferecem um grande número de vantagens e apresentam uma elevada razão desempenho/custo. Por isso se inclui a disciplina de Electrónica na estrutura curricular da maior parte dos cursos de Engenharia: pretende-se proporcionar aos alunos, a compreensão de alguns conceitos básicos relacionados com esta tecnologia.

A tecnologia moderna disponibiliza uma enorme variedade de circuitos electrónicos complexos e subsistemas. O projecto de sistemas consiste cada vez mais na selecção criteriosa de subsistemas disponíveis e na sua interligação por forma a cumprir determinadas especificações.

Tratando-se a Electrónica, de uma disciplina do tronco comum dos cursos de engenharia, o projecto de sistemas electrónicos não será uma preocupação. Já o entendimento do funcionamento e das especificações associadas a alguns destes sistemas é importante para qualquer engenheiro, sendo para tanto necessário compreender o desempenho de alguns subsistemas. É importante que o aluno perceba as funções básicas das *caixas pretas* que constituem os sistemas, enquanto que não é muito relevante que eles saibam como tais funções são implementadas.

Devido ao advento da integração em larga escala, a abordagem recorrendo a caixas pretas é cada vez mais importante, mesmo no ensino mais especializado. Os sistemas são cada vez mais complexos e a disponibilidade de subsistemas "empacotados" em circuitos integrados (CIs) aumenta todos os dias. A capacidade para utilizar uma caixa preta tem mais a ver com a compreensão das especificações do seu desempenho, do que do detalhe dos circuitos envolvidos.

A maior dificuldade em estabelecer uma estratégia para a disciplina de Electrónica consiste em determinar o grau de detalhe que deve ser incluído: com demasiado detalhe corre-se o risco de obscurecer o essencial do funcionamento e confundir o espírito do aluno; muito pouco detalhe pode deixar lacunas na compreensão do aluno, ou transformar a disciplina numa cadeira meramente descritiva. As dificuldades são agravadas pelo facto da disciplina se destinar a alunos normalmente muito pouco motivados e por a escolaridade ser apenas semestral. Tendo estes aspectos em atenção, a matéria será apresentada de modo que seja facilmente entendida pelos alunos, concentrando-se em princípios e aplicações e evitando, sempre que possível, o detalhe teórico. Os circuitos apresentados são simples, aparecendo sobretudo como exemplos, ou quando ajudam a clarificar o desempenho global.

No Capítulo 1 relembra-se, de forma breve, alguns conhecimentos básicos de teoria da electricidade, importantes para a disciplina de Electrónica e já leccionados noutras disciplinas (nomeadamente, na de Electricidade e Magnetismo). No Capítulo 2, introduz-se o conceito de sistema vs. circuito, sua classificação, e referem-se alguns parâmetros que descrevem o seu desempenho. O Capítulo 3 é dedicado aos transdutores, que constituem o ponto de partida de qualquer sistema electrónico. No Capítulo 4 estudam-se alguns dos principais componentes de sistemas electrónicos.

1 TÓPICOS PRELIMINARES

1.1 Representação de Sinais.

1.1.1 Representação Matemática e Gráfica

Os sinais eléctricos são grandezas (eléctricas) que apresentam uma determinada evolução *ao longo do tempo* (são função da variável tempo t), e que constituem muitas vezes uma *imagem* de outras grandezas físicas não eléctricas, como por exemplo a temperatura, a pressão ou o deslocamento. Podem representar-se graficamente e, por vezes, matematicamente (através de uma expressão).

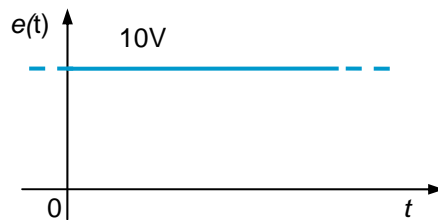


Fig. 1.1 – Tensão constante

O gráfico da Fig. 1.1 representa uma grandeza eléctrica – uma tensão – cujo *valor instantâneo* não varia: a sua *amplitude* é constante e igual a 10V. Não é esse o caso de grande parte dos sinais eléctricos, cuja amplitude varia ao longo do tempo. É o que acontece com o sinal $e(t)$ da Fig. 1.2.

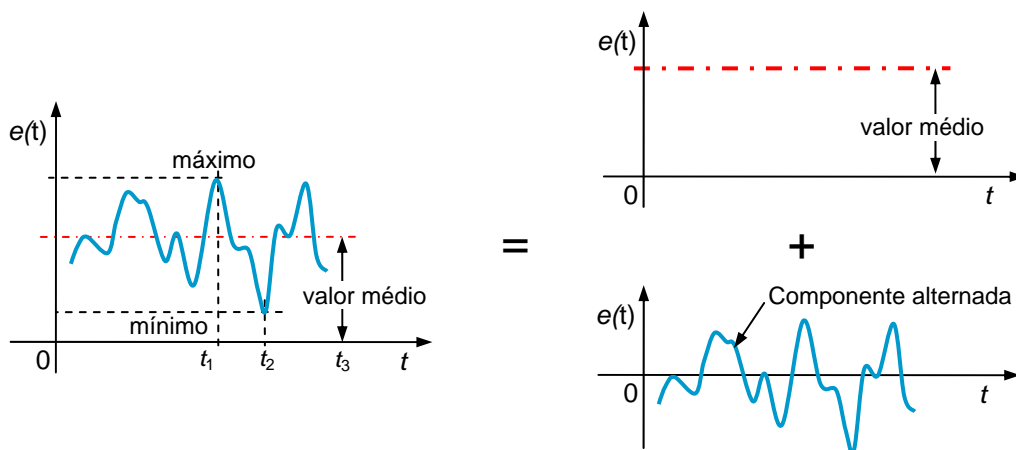


Fig. 1.2

Nos instantes t_1 e t_2 , observam-se valores relevantes de $e(t)$, respectivamente, os seus valores máximo e mínimo (não necessariamente simétricos e por vezes designados por *picos*). Ao fim de determinado intervalo de tempo (t_3 , p. ex.) é possível definir o *valor médio* do sinal. Na verdade qualquer sinal pode ser visto como a soma do seu valor médio ou *componente contínua* com a sua componente alternada (de valor médio nulo):

$$e(t) = \text{componente contínua} + \text{componente alternada}$$

Para muitos sinais é possível identificar um *intervalo de tempo* fixo ao fim do qual o valor instantâneo do sinal se repete (qualquer que seja o instante considerado). Matematicamente, diz-se que um sinal $e(t)$ é *periódico*, se para todo o t existir um intervalo de tempo T designado por *período*, de tal modo que,

$$e(t+T) = e(t)$$

Na Fig. 1.3, apresenta-se a *forma de onda* de três sinais periódicos que frequentemente se encontram em sistemas eléctricos. Note-se que os sinais em questão além de periódicos são *alternados* (possuem alternadamente valores positivos e negativos) e possuem valor médio nulo.

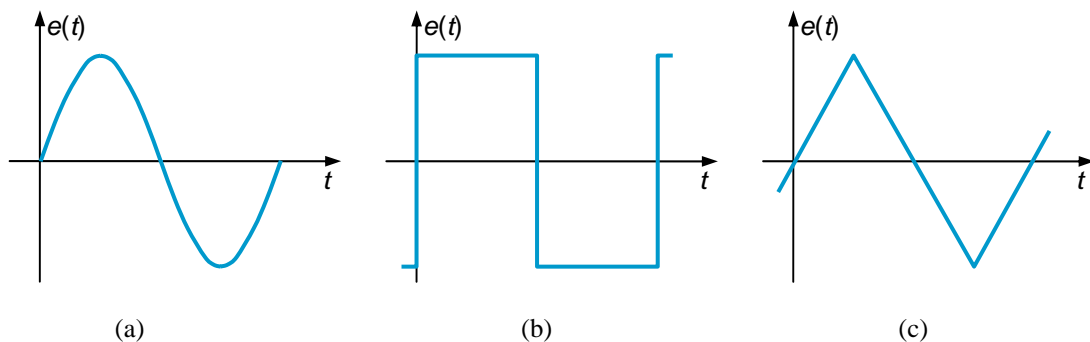


Fig. 1.3 – Formas de onda alternadas: (a) sinusoidal; (b) quadrada; (c) triangular.

A forma de onda sinusoidal é especialmente importante no âmbito dos sistemas eléctricos. É, p. ex., a forma de onda da tensão produzida pelos geradores de corrente alternada (ca). Nas tomadas de nossa casa a amplitude da tensão apresenta um pico de $\sqrt{2} \cdot 230 = 311\text{V}$ e uma *frequência* f (o inverso período) de 50Hz ou ciclos por segundo. Ou seja, a forma de onda repete-se todos os $\frac{1}{50}$ segundos = 20ms, tal como se indica na fig. 1.4.

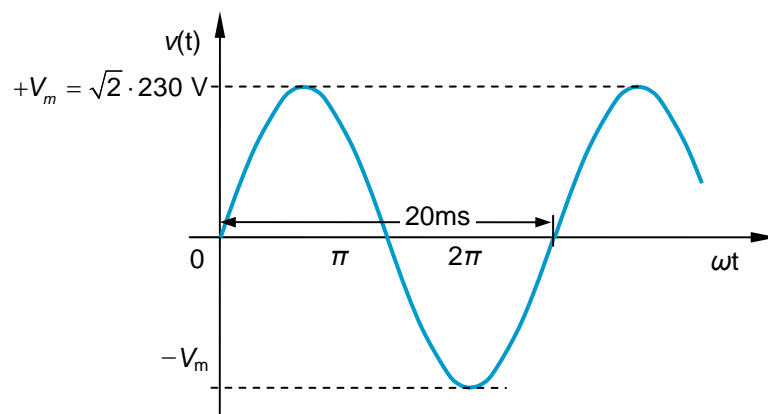


Fig. 1.4 – Forma de onda da tensão, tal como está disponível nas tomadas das residências.

No caso geral uma sinusóide exprime-se matematicamente na forma,

$$e(t) = A \cdot \text{sen}(\omega t + \theta)$$

onde,

A é a amplitude da sinusóide (valor máximo ou valor de pico),

$\omega = 2\pi f$ é a *frequência angular* expressa em rad/s e,

θ é a *fase* da sinusóide (para $t = 0$,

$$e(t) = A \cdot \text{sen}(\theta)$$

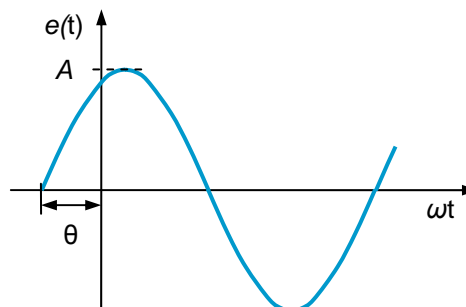


Fig. 1.5

Consoante a aplicação, a frequência das sinusóides que se podem observar em sistemas eléctricos variam entre valores baixos, como é o caso dos 50Hz da rede de distribuição de energia, e frequências da ordem dos 10^6Hz (MHz) ou mesmo 10^{12}Hz (GHz), como no caso dos sistemas de telecomunicações. Quanto à amplitude, o seu valor depende da grandeza de que se está a falar e, mais uma vez, da aplicação. Tratando-se de uma tensão, a amplitude pode variar entre valores tão pequenos 10^{-6} volts (μV), e picos da ordem das centenas de milhares de volts (nas redes de transporte de energia, p. ex.).

É ainda possível demonstrar, que *um sinal periódico de qualquer forma de onda pode ser decomposto numa soma de sinusóides de frequências múltiplas da do sinal*. Essa é uma das razões pela qual é possível encontrar, em qualquer laboratório de electrónica, *geradores de sinal* capazes de produzir (entre outros sinais) sinusóides de amplitude e frequência variáveis e que são, normalmente, utilizados como equipamentos de teste.

1.1.2 Valor Médio e Valor Eficaz

Valor Médio

Voltemos a falar de valor médio ou componente contínua dum sinal, já que se trata de um conceito com alguma importância na análise de circuitos eléctricos.

Para a forma de onda da Fig. 1.6 (a), o valor médio ao fim de um ciclo é 0V. Para o da Fig. 1.6 (b) o valor médio é 5V, podendo obter-se simplesmente somando ao sinal da Fig. 1.6 (a), uma componente contínua de 5V (Fig. 1.6 (c)).

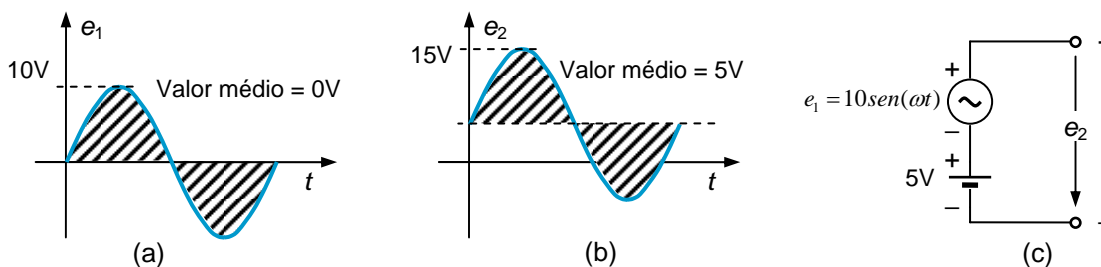


Fig. 1.6 – Valor médio

Para formas de onda como a da fig. 1.7 (a), o valor médio não é evidente mas é fácil de obter recorrendo à seguinte equação:

$$G (\text{valor médio}) = \frac{\text{área (soma algébrica)}}{T (\text{período})}$$

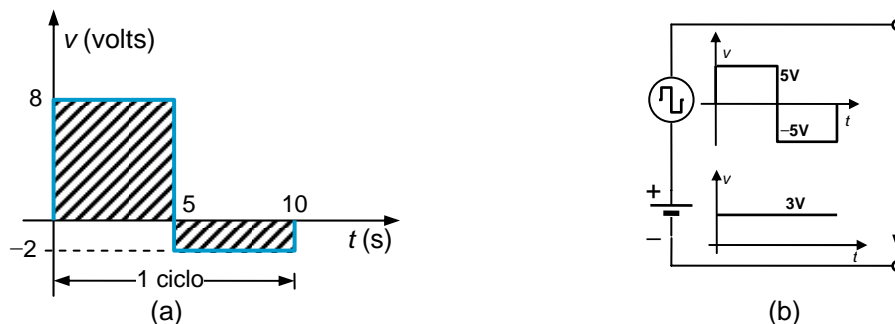


Fig. 1.7 – Valor médio.

A soma algébrica não é mais do que a soma (ao longo de um período) daquelas áreas que ficam acima do eixo dos tempos, menos aquelas que ficam abaixo:

$$G = \frac{A_1 - A_2}{T} = \frac{(8 \text{ V})(5 \text{ s}) - (2 \text{ V})(5 \text{ s})}{10 \text{ s}} = \frac{30}{10} = 3 \text{ V}$$

No caso geral a área de qualquer sinal pode ser calculada recorrendo ao cálculo integral. Para o caso de um sinal $e(t)$ de período T define-se do seguinte modo:

$$G = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} e(t) dt$$

Valor Eficaz

A definição matemática do *valor eficaz* (ou *RMS* – "root mean square") de um qualquer sinal $e(t)$ de período T , é a seguinte:

$$E_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} e(t)^2 dt}$$

Embora se trate de uma definição matemática, encontraremos mais tarde um significado físico para esta grandeza. Entretanto vejamos qual é o valor eficaz de uma sinusóide como a da Fig. 1.5:

$$E_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T A^2 \sin^2(\omega t) dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} A^2 \sin^2(\alpha) d\alpha}$$

Começemos por calcular o valor médio do quadrado do sinal:

$$\begin{aligned} G &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} A^2 \sin^2(\alpha) d\alpha = \frac{A^2}{4\pi} \int_0^{2\pi} (1 - \cos(2\alpha)) d\alpha = \frac{A^2}{4\pi} \left[\alpha - \frac{1}{2} \sin(2\alpha) \right]_0^{2\pi} = \\ &= \frac{A^2}{2} \end{aligned}$$

Logo,

$$E_{eff} = \sqrt{G} = \sqrt{\frac{A^2}{2}} = \frac{A}{\sqrt{2}}$$

Ou seja, a razão entre o valor de pico e o valor eficaz de uma forma de onda sinusoidal é $\sqrt{2}$. Quando se diz que a amplitude da tensão disponível na rede de energia é de 230 V, está-se a referir (como é normal para formas de onda alternadas) ao seu valor eficaz. A amplitude máxima da sinusóide é, como se viu, $\sqrt{2} \cdot 230 = 325\text{V}$.

1.2 Circuitos de Corrente Contínua (CC)

1.2.1 Corrente Eléctrica

A corrente eléctrica é uma grandeza eléctrica da maior importância. A *taxa do fluxo* de carga através de um condutor é a medida da corrente eléctrica no condutor. As cargas que se

movem são electrões relativamente livres que se encontram em condutores como o cobre, o alumínio, ou o ouro. A expressão *relativamente livre*, pretende sugerir o facto de os referidos electrões se encontrarem ligados aos respectivos átomos de forma ténue, podendo ser "encorajados" a movimentarem-se em determinada direcção, através da aplicação de uma fonte de energia externa como, por exemplo, uma bateria. No sistema da Fig. 1.8, os electrões são atraídos para o terminal positivo da bateria, enquanto que o terminal negativo é a fonte da carga em movimento. Quanto maior for a quantidade de carga que flui através duma superfície imaginária por unidade de tempo, maior é a corrente:

$$corrente = \frac{carga}{unidade\ de\ tempo}$$

ou

$$I = \frac{dQ}{dt}$$

No Sistema Internacional (SI), a intensidade de corrente mede-se em *ampéres* (A), a carga em *coulomb* (C) e o tempo em segundos (s). Normalmente os nomes dos parâmetros eléctricos e electrónicos têm a ver com os nomes de cientistas famosos que, no passado, contribuíram para o desenvolvimento desta área do saber: A. M. Ampere e Charles Augustin Coulomb, foram ambos físicos franceses famosos. Como a carga do electrão é 1.6×10^{-19} C, a equação diz-nos que se na secção transversal do condutor passam $\frac{1}{1.6 \times 10^{-19}} = 6.24 \times 10^{18}$ electrões por segundo (numa determinada direcção), então a intensidade da corrente no condutor é de 1A.

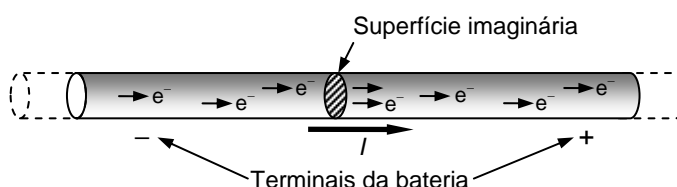


Fig. 1.8 – Corrente eléctrica num condutor

Apesar de a corrente eléctrica resultar do movimento de portadores de carga negativos – os electrões, na grande maioria das escolas e na indústria convencionou-se como sentido positivo da corrente o oposto ao do fluxo de electrões (Fig. 1.9). A razão tem a ver com o facto de na altura em que se desenvolveram as leis básicas da electricidade, se acreditar que o fluxo de carga se devia a portadores positivos.

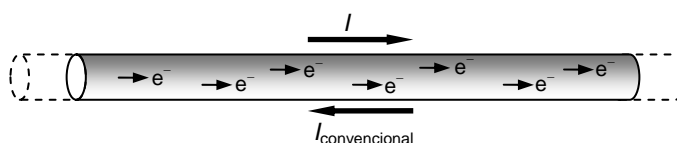


Fig. 1.9 – Fluxo de electrões *versus* corrente convencional

Os níveis de corrente que aparecem numa larga gama de aplicações, estendem-se desde valores muito baixos a valores da ordem dos milhares de ampéres. Num esforço para eliminar a necessidade de trabalhar com muitos zeros na representação de números muito grandes ou muito pequenos, é normal a utilização de notação científica, de acordo com a tabela que se segue:

Notação Científica			
$1.000.000 = 10^6$	= mega = M		
$1.000 = 10^3$	= kilo = k		
$\frac{1}{1.000} = 0.001 = 10^{-3}$	= mili = m		
$\frac{1}{1.000.000} = 0.000001 = 10^{-6}$	= micro = μ		
$\frac{1}{1.000.000.000} = 0.000000001 = 10^{-9}$	= nano = n		
$\frac{1}{1.000.000.000.000} = 0.000000000001 = 10^{-12}$	= pico = p		

Mas o que são afinal correntes de intensidade elevada? A resposta a esta pergunta depende muito de quem se interroga. Um electricista que trabalha na indústria é capaz de considerar valores elevados intensidades de corrente acima de 500A. Os que fazem as instalações eléctricas nas nossas residências pensarão que intensidades de corrente acima de 50A são grandes. Um técnico de electrónica raramente medirá correntes de intensidade superior a 10A. Já um projectista de sistemas digitais considerará 10mA uma corrente de intensidade elevada. Em electrónica lida-se com correntes cuja intensidade pode, hoje em dia, variar numa larga gama – desde as centenas de amperes (em sistemas de electrónica de potência), descendo até valores muito pequenos (picoamperes).

Os fabricantes de equipamentos electrónicos esforçam-se por construir sistema que consumam correntes de muito pequena intensidade, já que daí advêm muitas vantagens. Se o sistema funciona a partir de baterias, o tempo de vida destas é tanto maior quanto menor for a intensidade das correntes que flui nos circuitos. Mesmo quando o sistema electrónico é alimentado a partir da rede de distribuição é vantajoso que ele apresente baixos consumos: os equipamentos não aquecem tanto (dispensam ventilação forçada para arrefecer os componentes electrónicos), podem ser mais compactos, mais fiáveis, etc.

Por uma questão de clarificação de conceitos, é costume estabelecer uma analogia entre sistema eléctricos e hidráulicos. O análogo da intensidade da corrente eléctrica num condutor é o caudal de água num tubo. Para medir o caudal o tubo deve ser separado e o aparelho de medida inserido como se mostra na Fig. 1.10 (a). Do mesmo modo, no caso da medida da intensidade de corrente (Fig. 1.10 (b)), o condutor deve ser interrompido e o aparelho – um *amperímetro*, deve ser inserido *em série*.

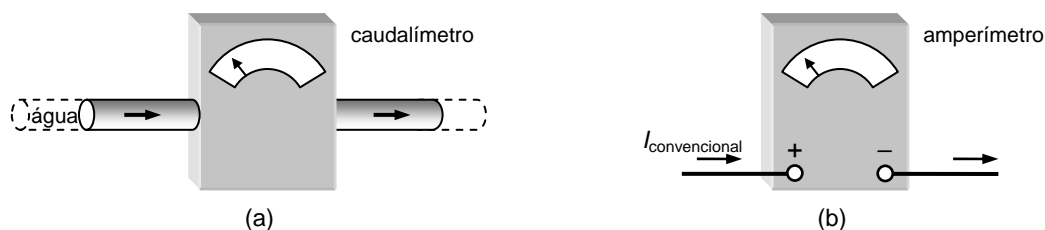


Fig. 1.10 – Medida de fluxo: (a) caudal; (b) intensidade de corrente eléctrica

Existem basicamente dois tipos de amperímetros: os analógicos (Fig. 1.11 (a)) e os digitais (Fig. 1.11 (b)). Embora existam vantagens relativas associadas a cada um deles, os amperímetros digitais têm vindo a tornar-se cada vez mais populares.



Fig. 1.11 – Mostradores de amperímetros: (a) analógico; (b) digital

1.2.2 Tensão. Fontes de Tensão

Outro conceito fundamental é o de *tensão*. Para muitos o termo tem apenas a ver com os 12V da bateria do automóvel ou os 230V (ca) necessários para alimentação de certos equipamentos. Ao contrário da corrente eléctrica que é uma variável *fluxo*, a tensão é uma variável que se mede *através de algo*. Requer dois pontos para se definir e é um conceito que exige um pouco de esforço para ser claramente entendido.

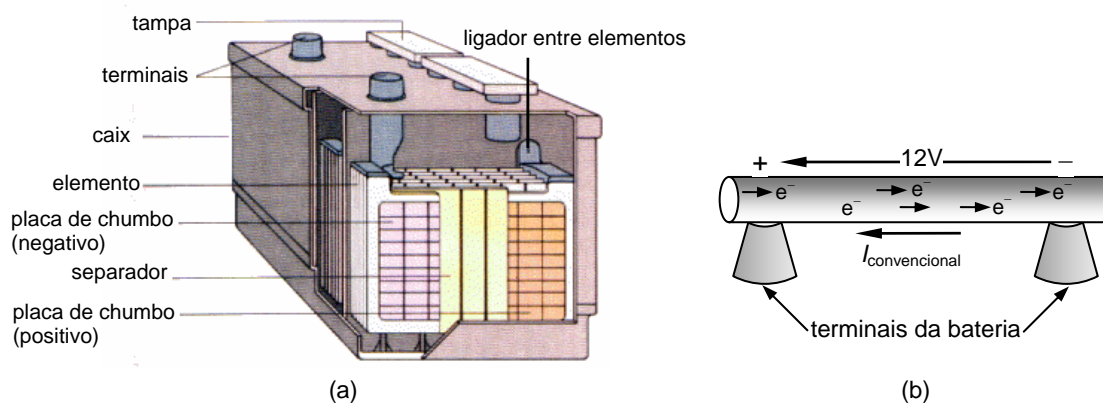


Fig. 1.12 – Bateria de chumbo: (a) estrutura; (b) corrente eléctrica estabelecida pela bateria

A maior parte das baterias para automóvel dispõem de dois terminais que apresentam uma diferença de potencial de 12V. Cada um dos seis elementos ou *células* da bateria (Fig. 1.12 (a)) contribui com 2V para a tensão disponível nos terminais. Através de um processo químico, a bateria estabelece um excesso de cargas positivas (íons) no terminal positivo (+) e de cargas negativas (electrões) no terminal negativo (-). Este *posicionamento* de cargas resulta num fluxo de carga (corrente), desde que se ligue um material condutor entre os dois terminais, tal como se indica na Fig. 1.12 (b). Alguns dos electrões do condutor possuem liberdade suficiente para se moverem na direcção do terminal positivo que possui cargas positivas em excesso (recorda-se da disciplina de Electricidade e Magnetismo, que cargas sinal contrário atraem-se e do mesmo sinal repelem-se). A acção química da bateria garante a absorção do fluxo de electrões e mantém a distribuição de carga aos seus terminais (durante o seu tempo de vida).

Assim, uma tensão aplicada ou uma diferença de potencial pode ser vista como a *pressão* necessária para se estabelecer um fluxo de carga (em termos de analogia é o equivalente a uma bomba que garante um determinado caudal num circuito hidráulico). Ou seja, não é possível estabelecer uma corrente eléctrica num condutor sem a aplicação duma tensão como a que está disponível aos terminais duma bateria, dum gerador ou na rede de distribuição de energia.

A diferença de potencial entre quaisquer dois pontos de um sistema eléctrico é dada por,

$$V = \frac{W}{Q}$$

onde V é a diferença de potencial que, no SI, se exprime (em volts em honra do cientista italiano Volta). W é a energia expressa em joules (J) e Q é carga expressa em coulombs. A energia é fornecida ou absorvida como resultado da transferência da carga Q entre os dois pontos.

As tensões medem-se com um *voltímetro* que se liga do modo indicado na **Fig. 1.13**, ou seja, em derivação com o elemento através do qual se pretende determinar a diferença de potencial. Tal como o amperímetro (e todos os aparelhos de medida), o voltímetro é concebido de modo a afectar o menos possível o circuito onde é inserido, por forma a não deturpar o valor da medida.

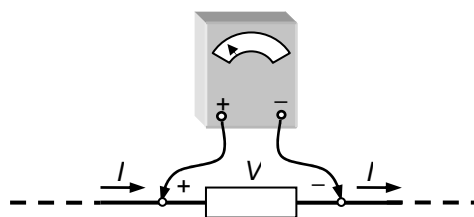


Fig. 1.13 – Ligação do voltímetro

Em diferentes aplicações, os níveis de tensão podem variar entre o microvolt o megavolt. Num aparelho de rádio ou numa TV podem medir-se tensões de níveis muito baixos (μV ou mV), enquanto que no equipamento duma estação emissora podem encontrar-se tensões da ordem dos kilovolt ou megavolt. Numa linha de transporte de energia eléctrica a tensão varia entre as dezenas de kV (ca) e muitas centenas de kV (ca), enquanto que a tensão disponível numa tomada nas nossas casas é de 230 V (ca).

1.2.3 Resistência e Lei de Ohm

As duas grandezas eléctricas fundamentais – tensão e corrente – relacionam-se através de outra grandeza de igual importância: a *resistência*. Num sistema eléctrico, da aplicação de uma tensão resulta um fluxo de carga ou corrente. A intensidade da corrente resultante é controlada pela resistência do sistema. Para a mesma tensão aplicada, quanto maior for a resistência menor é a intensidade da corrente e *vice-versa*. Este efeito é descrito pela mais importante das leis dos circuitos eléctricos: a *lei de Ohm*:

$$I = \frac{V}{R} \quad \text{ou} \quad V = R \times I$$

Dito doutro modo, sempre que uma resistência é percorrida por uma corrente eléctrica desenvolve-se aos seus terminais uma diferença de potencial que é directamente proporcional à intensidade da corrente; o terminal mais positivo (+) é aquele em que a corrente entra (sentido convencional). No SI, a resistência mede-se em ohms (Ω) em homenagem ao cientista alemão George Simon Ohm. Como símbolo da resistência utiliza-se a letra maiúscula R e como símbolo gráfico o indicado na Fig. 1.14.

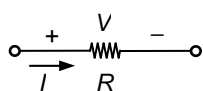


Fig. 1.14 – símbolo da resistência e polaridades

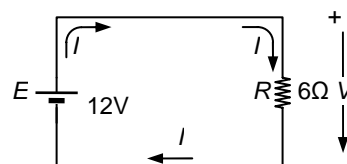


Fig. 1.15 – Um circuito simples

Para um circuito com uma só fonte de tensão ($E = 12 \text{ V}$) como o da Fig. 1.15, a queda de tensão na resistência é igual à tensão aplicada ($V = E$) de tal modo que

$$I = \frac{E}{R} = \frac{V}{R} = \frac{12 \text{ V}}{6 \Omega} = 2 \text{ A}$$

A resistência dum condutor depende de quatro parâmetros: o tipo de material que o constitui, o comprimento (l), a secção (A) e a temperatura (T). A relação entre a resistência e os três primeiros, para uma dada temperatura, é a seguinte:

$$R = \rho \frac{l}{A}$$

A resistividade ρ é uma constante que depende do material utilizado. Como se pode constatar, o valor da resistência é tanto maior quanto maior for o comprimento e menor a secção. Para a maior parte dos condutores, quando a temperatura sobe aumenta a actividade dos átomos no material, tornando-se mais difícil aos portadores de carga fluírem numa determinada direcção, o que é o mesmo que dizer que a resistência aumenta.

Se por vezes a existência de resistência eléctrica é prejudicial (caso da resistência das linhas de transporte e distribuição de energia, por exemplo), em muitas aplicações adicionam-se propositadamente componentes resistivos a um circuito para que cumpram determinada função. Existe uma grande variedade de resistências para diferentes fins. São fabricadas com determinadas tolerâncias, sendo 5%, 10%, ou 20% as mais comuns. Se um fabricante garante para uma resistência de, por exemplo, 50Ω , uma tolerância de 5%, isso quer dizer que o seu valor não variará mais de $50\Omega \times 0.05 = 2.5\Omega$, ou seja, estará necessariamente compreendido entre 47.5Ω e 52.5Ω . Na Fig. 1.16 apresentam-se alguns tipos de resistências cujo valor é fixo. Note-se que as suas dimensões aumentam com a potência especificada. Mais tarde veremos que o valor em watts especificado para uma resistência é uma indicação de quanta potência ela pode dissipar (sob a forma de calor) sem que as suas características sejam alteradas (e eventualmente se destrua).

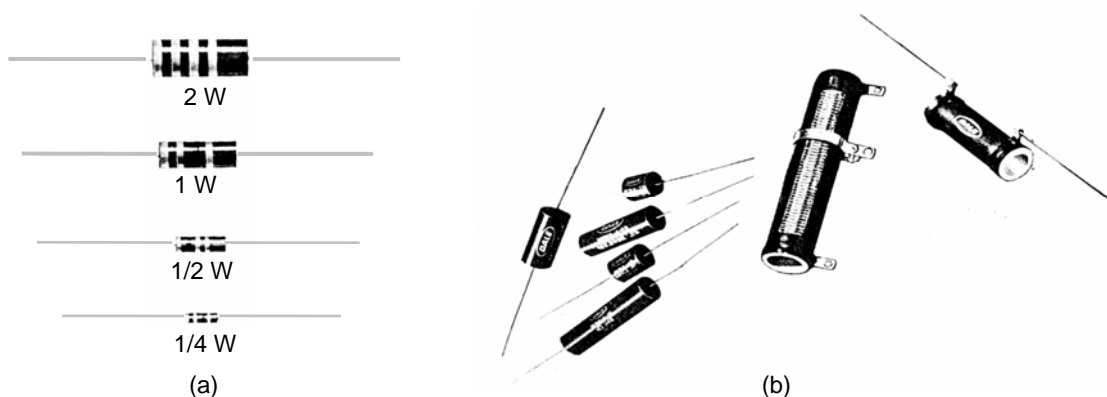


Fig. 1.16 – Resistências fixas: (a) de carbono; (b) bobinadas

Existem componentes resistivos com três terminais (Fig. 1.17) que podem ser utilizados, quer como dispositivos para controlo de tensão ou potencial, quer como resistências variáveis ou *reóstatos* (se apenas se utilizam dois dos terminais). O símbolo do dispositivo indica claramente que entre os dois terminais exteriores a resistência possui um valor fixo R , enquanto que entre o terminal central e qualquer um dos outros dois, a resistência varia entre 0Ω e o valor máximo R , consoante a posição do veio ou do cursor.

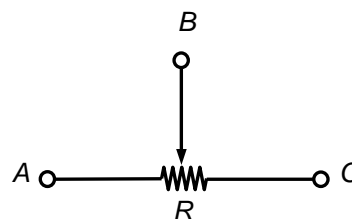
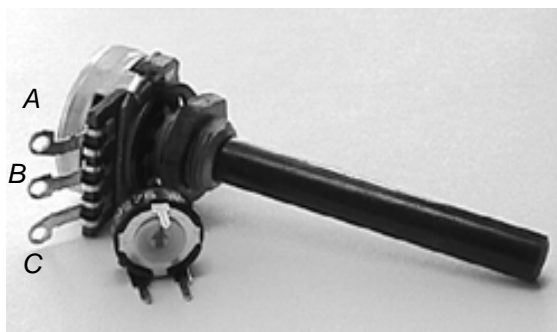


Fig. 1.17 – Potenciômetro rotativo (dispositivo e símbolo)

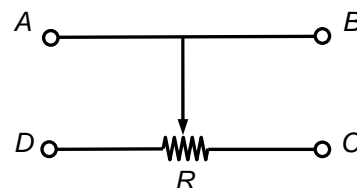


Fig. 1.18 – Reóstato bobinado (dispositivo e símbolo)

Para resistências de pequenas dimensões (mas não necessariamente pequeno valor resistivo), seria praticamente impossível imprimir um valor numérico no seu invólucro (ou caixa). Em vez disso, os fabricantes utilizam um código de cores, de tal modo que a cada cor corresponde um número, tal como se indica na tabela seguinte:

Código de Cores

0	Preto	7	Violeta
1	Castanho	8	Cinzentos
2	Vermelho	9	Branco
3	Laranja	0.1	Dourado
4	Amarelo	0.01	Prateado
5	Verde	5%	Dourado
6	Azul	10%	Prateado

} Tolerância

Para as resistências de carbono (e também, felizmente, para outros componentes), as bandas coloridas dispõem-se do modo indicado na Fig. 1.19: a primeira e segunda bandas (as mais próximas de uma das extremidades) determinam o primeiro e segundo dígitos, enquanto que a terceira determina a potência de 10 que aparece como factor multiplicativo; a quarta banda tem a ver com a tolerância, e não aparecerá, como a tabela indica, se a tolerância for superior a 20%.

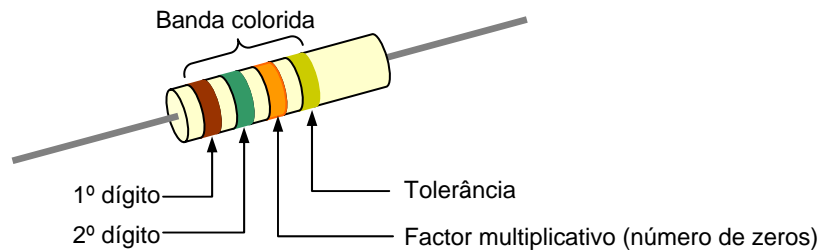


Fig. 1.19 – Código de valores resistivos

Exemplo 2.1

Determine a gama de valores garantida pelo fabricante para a resistência da Fig. 1.20.

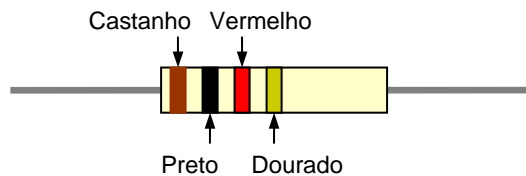


Fig. 1.20

$$\begin{aligned} \text{Castanho} &= 1, & \text{Preto} &= 2, & \text{Vermelho} &= 10^2 & \text{Dourado} &= \pm 5\% \\ \therefore & 10 \times 10^2 \pm 5\% = 1000 \pm 50 = \mathbf{950 \, \Omega \leftrightarrow 1050 \, \Omega} \end{aligned}$$

As resistências medem-se com um aparelho que se designa por *ohmímetro*. Ao contrário do amperímetro e do voltímetro, raramente existe como unidade separada, mas sim combinada com aqueles dois num só aparelho que se designa por *multímetro* (Fig. 1.21). O ohmímetro requer para o seu funcionamento de uma bateria interna. Por isso nunca deve ser ligado a um circuito que esteja alimentado: para além de medidas erradas, existe o risco de se danificar o aparelho. O ohmímetro é ainda muito útil para verificar a continuidade de um circuito, ou seja, para constatar a existência de *curto-circuitos* (ou resistências de $0 \, \Omega$), ou situações *circuito aberto* ou interrompido ($\infty \, \Omega$).



(a)



(b)

Fig. 1.21 – Multímetros: (a) analógico; (b) digital

Existem aparelhos especialmente concebidos para medir resistências de valor muito elevados na gama dos megaohms), e que designam por vezes por *megaohmímetros*. A principal aplicação de tais aparelhos é nos *testes de isolamento*. Um isolador é qualquer material com a característica de apresentar uma resistência muito elevada.

Os materiais com características de resistência algures entre os condutores e os isoladores, designam-se por *semicondutores*. Os transístores, os díodos, e os circuitos integrados (CI's) são construídos a partir destes materiais. Deles falaremos mais tarde.

1.2.4 Potência, Energia, Rendimento

Para qualquer sistema (eléctrico ou outro), a *potência* é uma medida da taxa de conversão de energia. Para um sistema eléctrico simples, é uma medida da taxa de conversão de energia eléctrica em calor nos elementos resistivos dissipadores de potência. Para um motor, p. ex., a especificação da potência nominal é uma medida da sua capacidade de produzir trabalho mecânico. A potência fornecida por uma bateria como a da Fig. 2.16 (a), exprime-se na forma,

$$P = E \cdot I$$

No SI a potência mede-se em *watts* (W), que é o equivalente a uma taxa de conversão de energia de um *Joule* por segundo (J/s).

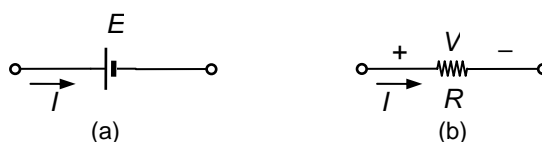


Fig. 1.22 – Potência: (a) fornecida por uma bateria; (b) absorvida por uma resistência (receptor ou carga)

Para uma resistência como a da Fig. 2.16 (b), a potência dissipada por *efeito de Joule* é dada por,

$$P = V \cdot I = R \cdot I^2 = \frac{V^2}{R}$$

onde cada expressão deriva da anterior pela simples aplicação da Lei de Ohm.

Todos os equipamentos eléctricos têm associada a especificação da sua potência nominal. Na tabela que se segue apresenta-se uma lista das potências nominais de alguns dos equipamentos que utilizamos em nossas casas (valores médios).

Potência de alguns equipamentos de uso doméstico (valor médio em watts)

EQUIPAMENTO	POTÊNCIA	EQUIPAMENTO	POTÊNCIA
Rádio	30	Lava roupa	400
Amplificador (HIFI)	75	Lava louça	1500
Deck de cassettes	5	Aquecedor	1500
Relógio	2	Frigorífico	300
TV (cores)	160	Torradeira	1200
Máquina de barbear	10	Ferro de passar	1000

Exemplo 2.1

Determine a corrente absorvida por uma TV de 180W quando ligada à alimentação de 230V. Admita que a TV é um receptor de energia (ou *carga*) resistivo.

$$P = VI \Rightarrow I = \frac{P}{V} = \frac{180 \text{ W}}{120 \text{ V}} = 1.5 \text{ A}$$

Exemplo 2.3

Uma torradeira de 1200W absorve 10A. Qual é o valor da sua resistência?

$$P = RI^2 \Rightarrow R = \frac{P}{I^2} = \frac{1200 \text{ W}}{(10 \text{ A})^2} = 12 \Omega$$

A potência mede-se com um dispositivo que (por razões óbvias) se designa por *wattímetro*. Possui dois terminais para medir a tensão e outros dois para medir a corrente. Para a maior parte dos wattímetros, os terminais que medem a corrente exibem uma maior secção do que os que medem a tensão (sabe porquê?). Os terminais da tensão são ligados em derivação (como no voltímetro) com os do receptor cuja potência se pretende determinar. Os da corrente ligam-se em série (como no amperímetro). Na Fig. 1.23, p. ex., o wattímetro mede a potência total dissipada pelas três resistências, R_1 , R_2 e R_3 .

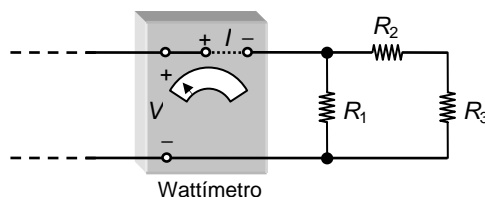


Fig. 1.23 – Medida de potência

A conta da energia eléctrica que recebemos em nossas casa todos os meses é uma medida do consumo de *energia* eléctrica consumida no mês e não da potência disponível para utilização. É necessário que a diferença entre potência e energia seja claramente percebida. Considere p. ex., um motor de 750W de potência nominal; a menos que ele seja utilizado durante um determinado período de *tempo*, não há consumo de energia (a máquina não está a converter energia). A energia e a potência estão relacionadas pela seguinte expressão:

$$W = P \cdot t$$

onde W = energia, P = potência, t = tempo.

Por outras palavras, quanto maior for o período de tempo durante o qual funciona um equipamento de determinada potência, maior é a energia convertida. No SI a energia mede-se em *joules* ou watt-segundo (Ws). Contudo, esta unidade é demasiado pequena para a maior parte das medidas de consumo de energia. Na prática utiliza-se normalmente o watt-hora ou kilowatt-hora (kWh) como medida de energia. O kWh é a energia consumida por um receptor de 1kW durante uma hora (1000W x 3600s) e é a indicação que nos dá o contador que encontramos no quadro eléctrico de nossas casas, ou seja,

$$W \text{ (em kWh)} = \frac{P \text{ (em watts)} \times t \text{ (em horas)}}{1000}$$

Exemplo 2.4

Qual é o custo da energia consumida por um radiador de 2kW que funciona durante 1h30m?. O custo do kWh são 20\$00.

$$P = \frac{2000W \cdot 1.5h}{1000} = 3kWh \Rightarrow \text{Custo} = 3kWh \frac{20\$00}{kWh} = 60\$00$$

A *rendimento* (ou *eficiência*) é um parâmetro da maior importância associado a qualquer processo de conversão de energia. É uma indicação de quanta da energia que está a ser consumida é de facto utilizada na realização de determinada tarefa. Para uma motor eléctrico, p. ex., quanto maior for a potência mecânica (ou potência de saída P_s) desenvolvida para a mesma potência de entrada (potência eléctrica, P_e), maior é o seu rendimento. Sob a forma de uma equação,

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} \times 100\%$$

Pelo princípio da conservação da energia, não é possível que o valor da potência de saída seja superior ao da entrada, pelo que para qualquer sistema o rendimento máximo (teórico) é de 100% (quando $P_e = P_s$). Nos sistemas reais existe sempre perdas(P_p), de tal modo que,

$$P_e = P_s + P_p$$

1.2.5 Circuitos Série e Paralelo

Na análise de circuitos eléctricos é indispensável conhecer bem as definições topográficas básicas. Na maior parte das configurações os diferentes elementos ou estão ligados em *série* ou em *paralelo*.

Ligação em série

Diz-se que dois elementos estão ligados em série se possuem apenas um terminal em comum que não está ligado a um terceiro elemento.

No circuito da Fig. 1.24, as resistências R_1 e R_2 , estão ligadas em série uma vez que estão ligadas apenas pelo terminal b . e não há mais nenhum elemento ligado a este terminal. Os outros terminais das resistências estão ligados a outros elementos. Pela mesma razão todos os elementos do circuito – R_1 , R_2 , R_3 e E , estão ligados em série e constituem aquilo que é costume designar por um *circuito série*.

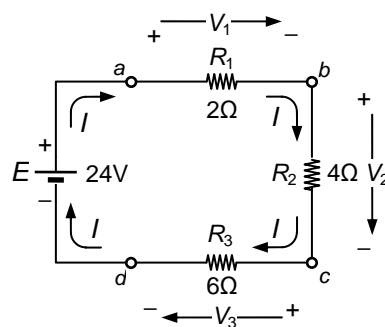


Fig. 1.24

Para (N) resistências ligadas em série a *resistência total* (R_T), é a soma das resistências de cada elemento:

$$R_T = R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_N$$

No circuito da Fig. 1.24,

$$R_T = 2\Omega + 4\Omega + 6\Omega = 12\Omega$$

Num circuito série a corrente é a mesma para todos os elementos. Assim, na Fig. 1.24 a corrente em E e R_1 , é a mesma que percorre as restantes resistências. A sua amplitude é determinada pela lei de Ohm:

$$I = \frac{E}{R_T}$$

No circuito da Fig. 2.18,

$$I = \frac{24V}{14\Omega} = 2 \text{ A}$$

A tensão aos terminais de cada resistência é determinada pela mesma lei:

$$V_1 = R_1 I = (2 \text{ A})(2 \Omega) = 4 \text{ V}$$

$$V_2 = R_2 I = (2 \text{ A})(4 \Omega) = 8 \text{ V}$$

$$V_3 = R_3 I = (2 \text{ A})(6 \Omega) = 12 \text{ V}$$

Notes-se que a polaridade de V_1 , V_2 e V_3 , é determinada pelo sentido da corrente.

A potência fornecida pela bateria (fonte de tensão) é,

$$P_T = EI = (24 \text{ V})(2 \text{ A}) = 48 \text{ W}$$

A dissipada em cada resistência é

$$P_1 = R_1 I^2 = (2 \Omega)(2 \text{ A})^2 = 8 \text{ W}$$

$$P_2 = R_2 I^2 = (4 \Omega)(2 \text{ A})^2 = 16 \text{ W}$$

$$P_3 = R_3 I^2 = (6 \Omega)(2 \text{ A})^2 = 24 \text{ W}$$

Note-se que $P_T = P_1 + P_2 + P_3$

Lei de Kirchhoff para a Tensão

A lei Kirchhoff relativamente à tensão (também conhecida como a *lei das malhas*) diz o seguinte:

A soma algébrica das tensões ao longo de uma malha fechada tem de ser igual a zero.

Quando se segue ao longo de um trajecto fechado, uma mudança de um potencial – para + é considerada positiva e de + para –, negativa. Não interessa se a diferença de potencial se mede aos terminais duma carga (uma resistência, p. ex.) ou de uma fonte (uma bateria, p. ex.) – é a mudança de polaridade que determina se aplica o sinal positivo ou negativo.

Na Fig. 1.24, se deixarmos o ponto d no sentido dos ponteiros do relógio (p. ex.), observamos uma subida de potencial devida à bateria, uma vez que prosseguimos de um terminal negativo (–) para um positivo (+). Seguidamente, e por cada resistência progredimos de um terminal + para um –, pelo que aplicamos o sinal – a V_1 , V_2 e V_3 . O resultado da aplicação da lei de *Kirchhoff* para a tensão é pois o seguinte:

$$+E - V_1 - V_2 - V_3 = 0$$

ou

$$E = V_1 + V_2 + V_3$$

Regra do Divisor de Tensão

É interessante notar que, uma vez que num circuito série todos os elementos são percorridos pela mesma corrente, a queda de tensão numa resistência depende directamente do seu valor relativamente às outras resistências. Por exemplo, uma vez que $R_3 = 3R_1$,

$$\Rightarrow V_3 = R_3 I = 3R_1 I = 3V_1$$

A regra do divisor de tensão permite-nos calcular a tensão aos terminais de uma de várias resistências ligadas em série, sem primeiro ter que calcular a corrente. Facilmente se demonstra que no caso geral,

$$V_x = E \frac{R_x}{R_T}$$

onde, V_x , é a tensão na resistência R_x (ou uma combinação de uma série de resistências de valor total R_x). R_T é a resistência total do circuito série, e E a tensão aplicada ao circuito.

Para o circuito da Fig. 1.24,

$$V_1 = E \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3} = 24 \text{ V} \frac{2\Omega}{12\Omega} = 4 \text{ V}$$

$$V_3 = E \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = 24 \text{ V} \frac{6\Omega}{12\Omega} = 12 \text{ V}$$

Ligação em Paralelo

Diz-se que dois elementos estão ligados em paralelo se possuírem dois terminais em comum.

Na Fig. 1.25, as resistências R_1 e R_2 estão em paralelo, pois possuem as suas extremidades (a e b) ligadas. O mesmo acontece relativamente ao modo como todos os restantes elementos estão ligados: trata-se dum circuito paralelo.

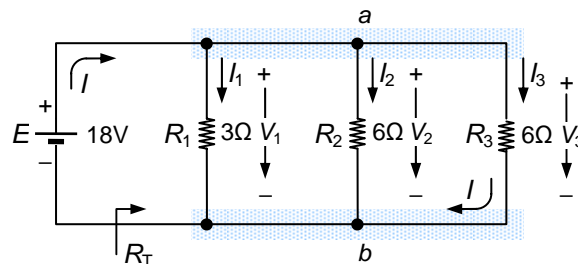


Fig. 1.25

Para o caso geral de N resistências em paralelo a resistência total R_T é dada por,

$$\frac{1}{R_T} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_N}$$

Note-se que a equação envolve $\frac{1}{R_T}$ em vez de R_T e obriga ao cálculo de uma soma de inversos (o inverso da resistência designa-se por *condutância* e exprime-se em *Siemens* no SI).

No caso especial (mas frequente) do paralelo de duas resistências ($R_1 // R_2$), facilmente se obtém,

$$R_T = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Para o circuito da Fig. 1.25,

$$\frac{1}{R_T} = \frac{1}{3\ \Omega} + \frac{1}{6\ \Omega} + \frac{1}{6\ \Omega} = 0.333\ \text{S} + 0.166\ \text{S} + 0.166\ \text{S} = 0.666\ \text{S}$$

donde se obtém,

$$R_T = \frac{1}{0.666\ \text{S}} = 1.5\ \Omega$$

Como seria de esperar, *a resistência total de um paralelo de resistências é sempre inferior ao valor da resistência mais pequena.*

Nos caso dos circuitos paralelo é *a tensão aplicada a cada elemento que tem o mesmo valor*. Para o circuito da Fig. 1.25, isto quer dizer que,

$$V_1 = V_2 = V_3 = E = 18\ \text{V}$$

A corrente determina-se do mesmo modo que nos circuitos série (apenas o valor de R_T se calcula de maneira diferente):

$$I = \frac{E}{R_T}$$

Para o circuito da Fig. 1.25,

$$I = \frac{E}{R_T} = \frac{18\text{V}}{1.5\Omega} = 12\ \text{A}$$

Uma vez que $V_1 = V_2 = V_3 = E$,

$$I_1 = \frac{V_1}{R_T} = \frac{E}{R_1} = \frac{18 \text{ V}}{3 \Omega} = 6 \text{ A}$$

$$I_2 = \frac{V_2}{R_T} = \frac{E}{R_2} = \frac{18 \text{ V}}{6 \Omega} = 3 \text{ A}$$

$$I_3 = \frac{V_3}{R_T} = \frac{E}{R_3} = \frac{18 \text{ V}}{6 \Omega} = 3 \text{ A}$$

Note que nos circuitos paralelo, a corrente que percorre elementos de igual valor tem também o mesmo valor, e que a corrente "procura" o percurso de menor resistência, como se pode constatar pelo facto de $I_1 > I_2 = I_3$.

A potência fornecida pela fonte de tensão é,

$$P_T = EI = (18 \text{ V})(12 \text{ A}) = 216 \text{ W}$$

e a potência dissipada em cada resistência,

$$P_1 = \frac{V_1^2}{R_1} = \frac{E^2}{R_1} = \frac{(18 \text{ V})^2}{3 \Omega} = 108 \text{ W}$$

$$P_2 = \frac{V_2^2}{R_2} = \frac{E^2}{R_2} = \frac{(18 \text{ V})^2}{6 \Omega} = 54 \text{ W}$$

$$P_3 = \frac{V_3^2}{R_3} = \frac{E^2}{R_3} = \frac{(18 \text{ V})^2}{6 \Omega} = 54 \text{ W}$$

Como não podia deixar de ser, $P_T = P_1 + P_2 + P_3$.

Lei de Kirchhoff para a Corrente

A lei de Kirchhoff relativamente à corrente determina:

A soma das correntes que convergem para um nó é sempre igual à soma das correntes que deixam esse nó.

Na Fig. 1.25, note que a corrente I converge para o nó a, enquanto que as correntes I_1 , I_2 e I_3 , deixam esse nó. Assim,

$$\sum I_{\text{converge}} = \sum I_{\text{sai}}$$

e

$$I = I_1 + I_2 + I_3$$

$$12 \text{ A} = 6 \text{ A} + 3 \text{ A} + 3 \text{ A}$$

Regra do Divisor de Corrente

No caso do paralelo de duas resistências, as correntes I_1 e I_2 que as percorrem podem ser facilmente calculadas (sem determinar o valor da tensão) a partir da corrente total I , aplicando a regra do divisor de corrente:

$$I_1 = I \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{e} \quad I_2 = I \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Por outras palavras, o valor da corrente que percorre uma de duas resistências ligadas em paralelo, é igual ao produto da corrente total pela razão entre a *outra* resistência e soma das duas resistências.

Para o circuito da Fig. 1.26,

$$R_T = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(3 \text{ k}\Omega)(6 \text{ k}\Omega)}{3 \text{ k}\Omega + 6 \text{ k}\Omega} = 2 \text{ k}\Omega$$

$$I = \frac{E}{R_T} = \frac{9 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 4.5 \text{ mA}$$

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} = \frac{E}{R_1} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 3 \text{ mA}$$

$$I_2 = \frac{V_2}{R_2} = \frac{E}{R_2} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 1.5 \text{ mA}$$

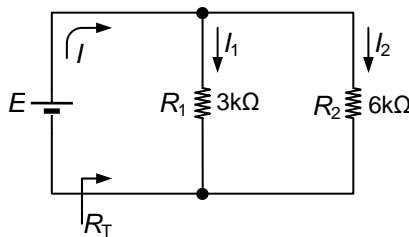


Fig. 1.26

Se não se conhecesse à partida o valor da tensão aplicada a $R_1 // R_2$ (e sabido o valor de I), seria mais prático aplicar a regra do divisor de tensão para obter os valores de I_1 e I_2 :

$$I_1 = I \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 4.5 \text{ mA} \frac{6 \text{ k}\Omega}{3 \text{ k}\Omega + 6 \text{ k}\Omega} = 3 \text{ mA}$$

$$I_2 = I \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 4.5 \text{ mA} \frac{3 \text{ k}\Omega}{3 \text{ k}\Omega + 6 \text{ k}\Omega} = 1.5 \text{ mA}$$

Em nossas casas e em aplicações industriais todos os equipamentos eléctricos estão ligados em paralelo e a amplitude da tensão disponível em qualquer tomada é 230V. Embora esta tensão seja alternada (ca) e até aqui só tenhamos analisado circuitos de corrente contínua (cc), vamos manter este exemplo, uma vez que nos ajuda a perceber os efeitos da ligação de cargas em paralelo. Quantos mais equipamentos ligarmos ao mesmo circuito, maior é a corrente que atravessa o disjuntor no quadro de entrada (e que protege esse circuito), tal como determina a lei de *Kirchhoff*. No entanto todos os equipamentos continuam a ser alimentados

a 230V para que possam funcionar normalmente. Uma vantagem óbvia da ligação em paralelo, é que mesmo que um dos equipamentos falhe (se uma lâmpada se funde, p. ex.), os outros funcionam devidamente, uma vez que a tensão continua disponível. Já numa ligação em série, se um dos elementos falha os outros deixam de funcionar, uma vez que o trajecto da corrente é interrompido. É o que acontece, p. ex, nas iluminações das árvores de Natal, onde muitas vezes as lâmpadas estão ligadas em série: se uma se funde todas as outras se apagam. Para além deste facto por si só desagradável, já reparou como é difícil descobrir qual a lâmpada responsável pela avaria?

1.2.6 Fontes de Tensão e Fontes de Corrente

Na análise dos circuitos feita até aqui, a energia era fornecida por *fontes de tensão*, como a que está disponível aos terminais duma bateria ou duma *fonte de alimentação* como as que se usam no laboratório. Como vimos, uma fonte de tensão garante uma tensão fixa, sendo a amplitude da corrente fornecida determinada pela resistência da carga à qual está aplicada.

Um segundo tipo importante de fonte de energia, são as fontes de corrente: *a fonte de corrente garante uma corrente fixa a um circuito e é a tensão que aparece aos seus terminais que depende do circuito alimentado pela fonte*. Compreensivelmente, é mais difícil de imaginar uma fonte deste tipo, já que as fontes de tensão são as mais habituais.

Na Fig. 1.27 apresenta-se as características de uma fonte de tensão e de uma fonte de corrente ideais (a tracejado). Note-se que no caso da primeira, a amplitude da tensão não depende da corrente que fornece, enquanto que no caso da segunda, é a corrente que é independente da tensão aos seus terminais.

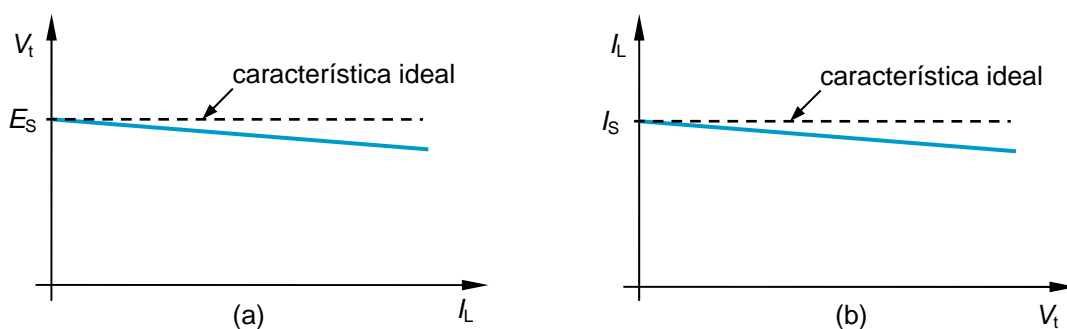


Fig. 1.27 – Características de fontes de energia: (a) tensão; (b) corrente

Na prática o que de facto existe são fontes de energia, cujo comportamento umas vezes se aproxima mais da fonte de tensão ideal, outras vezes da fonte de corrente ideal. E embora não se tenha considerado até aqui, ambos os tipos de fonte incluem uma *resistência interna* de determinado valor, como se indica na Fig. 1.28. As fontes de tensão incluem uma resistência R_S em série de valor relativamente pequeno (idealmente deveria ser $R_S = 0 \Omega$) e as de corrente, uma resistência R_p de valor elevado (idealmente deveria ser $R_p = \infty \Omega$).

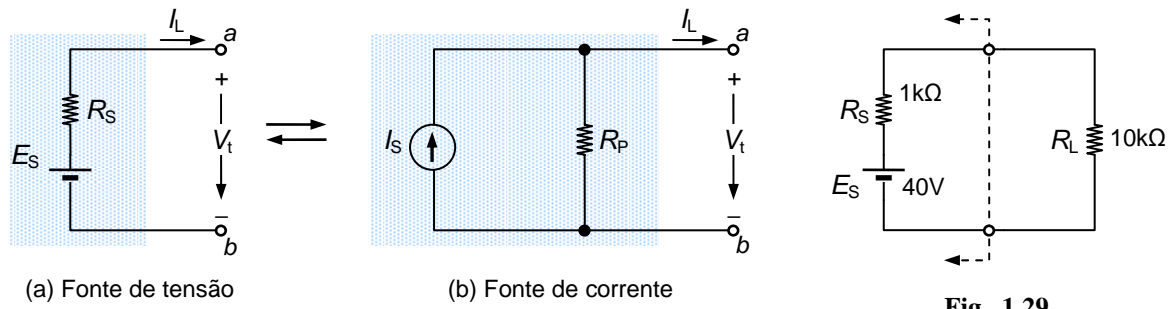


Fig. 1.28 – Fontes de energia (circuito equivalente)

Considere-se o circuito da Fig. 1.29, onde uma fonte de tensão de 40V alimenta uma carga, $R_L = 10\text{k}\Omega$. A tensão disponível na carga (ou aos terminais da fonte) pode ser determinada pela regra do divisor de tensão, p. ex.:

$$V_t = V_{R_L} = 40\text{V} \frac{10\text{k}\Omega}{1\text{k}\Omega + 10\text{k}\Omega} = 36.36\text{ V}$$

Para uma resistência de carga de 5 kΩ em vez de 10 kΩ, a tensão seria,

$$V_{R_L} = 40\text{V} \frac{5\text{k}\Omega}{1\text{k}\Omega + 5\text{k}\Omega} = 33.33\text{ V}$$

ou seja, devido à queda de tensão na resistência interna da fonte, a *tensão disponível na carga é tanto menor quanto menor for a resistência R_L* (que é o mesmo que dizer, quanto maior for a corrente pedida à fonte).

Se a resistência interna da fonte fosse 50 Ω (em vez de 1000 Ω) e para o valor inicial de R_L (10kΩ), a tensão na carga seria,

$$V_{R_L} = 40\text{ V} \frac{10\text{k}\Omega}{0.05\text{k}\Omega + 10\text{k}\Omega} = 38.9\text{ V}$$

ou seja, quanto menor for a resistência interna da fonte mais a tensão se aproxima de 40V e da situação ideal (para $R_s = 0$, $V_{R_L} = 40\text{ V}$).

No caso geral, a tensão disponível aos terminais da fonte é dada por,

$$V_t = E_s - R_s \cdot I_L$$

que é a equação da recta que constitui a característica da fonte de tensão real apresentada na Fig. 1.27 (a) (a cheio). Note-se que o valor E_s , é a abcissa na origem, correspondendo à tensão disponível aos terminais da fonte *em vazio*, isto é, quando a fonte não fornece energia ($R_L = \infty$, $I_L = 0$).

Para uma fonte de corrente tudo de passa de modo idêntico. No caso geral, a corrente disponível é dada por,

$$I_L = I_s - \frac{1}{R_p} V_t$$

que é a equação da recta característica duma fonte de corrente real (Fig. 1.27 (b)).

1.2.7 Teoremas

Existem alguns teoremas que são muito úteis na análise e síntese de circuitos eléctricos. Embora se abordem aqui a propósito de circuitos *cc*, podem ser aplicados de modo idêntico para o caso de circuitos *ca*.

Teorema da Sobreposição

O teorema da sobreposição aplica-se a qualquer sistema linear e é especialmente útil na análise de circuitos eléctricos com mais de uma fonte. Diz o seguinte: *o valor da corrente que percorre qualquer elemento de um circuito é o resultado da soma algébrica das correntes que percorrem o mesmo elemento devido à contribuição de cada fonte independentemente.*

Pode dizer-se rigorosamente o mesmo relativamente à tensão aplicada a qualquer elemento de um circuito. Para se considerar o efeito de apenas uma fonte, as restantes devem ser devidamente removidas. Para tanto, cada fonte de tensão deve ser curto-circuitada e cada fonte de corrente deve reflectir uma situação de circuito aberto. Quaisquer resistências internas associadas a cada tipo de fonte devem permanecer quando os efeitos das fontes são anulados.

Exemplo 2.5

Determine, recorrendo ao teorema da sobreposição, a corrente na resistência de $6\ \Omega$ do circuito da Fig. 1.30.

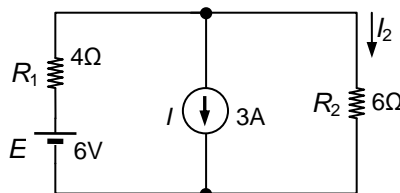


Fig. 1.30

Começemos por remover a fonte de corrente (Fig. 1.31 (a)). A contribuição da fonte de tensão para a corrente I_2 , é,

$$I'_2 = \frac{E}{R_1 + R_2} = \frac{6\text{ V}}{4\ \Omega + 6\ \Omega} = 0.6\text{ A}$$

O efeito da fonte de corrente pode ser considerado removendo a fonte de tensão (Fig. 1.31 (b)). Aplicando a regra do divisor de corrente,

$$I''_2 = -I \frac{R_1}{R_1 + R_2} = -3\text{ A} \frac{4\ \Omega}{4\ \Omega + 6\ \Omega} = -1.2\text{ A}$$

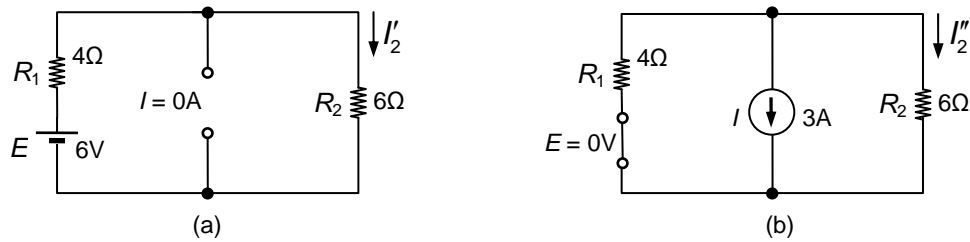


Fig. 1.31 – Aplicação do teorema da sobreposição

Finalmente a corrente I_2 é o resultado da soma das contribuições das duas fontes:

$$I_2 = I'_2 + I''_2 = 0.6 \text{ A} - 1.2 \text{ A} = -0.6 \text{ A}$$

Teorema de Thevenin

O teorema de Thevenin permite a redução de um circuito com qualquer número de resistências e fontes e acessível por dois terminais, a um circuito com apenas uma fonte e uma resistência interna em série (Fig. 1.32)

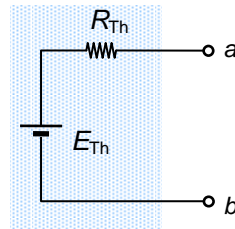


Fig. 1.32 – Circuito equivalente de Thevenin

A *resistência equivalente* de Thevenin R_{Th} , é a resistência vista a partir dos dois terminais do circuito que se pretende reduzir, quando se anulam os efeitos de todas as fontes (curto-circuitando as fontes de tensão e abrindo as fontes de corrente). A *tensão equivalente* de Thevenin E_{Th} , é a tensão que se observa entre os dois terminais na situação de circuito aberto (considerando o efeito de todas as fontes).

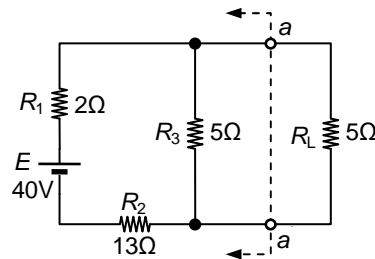


Fig. 1.33

Considere-se por exemplo o circuito da Fig. 1.33. Pretende-se substituir o circuito à esquerda dos pontos $a-a'$ pelo seu equivalente de Thevenin. Para encontrar R_{Th} , curto-circuitamos a fonte de tensão tal como se indica na Fig. 1.34 (a). Assim,

$$R_{Th} = R_3 // (R_1 + R_2) = \frac{(5 \Omega)(15 \Omega)}{5 \Omega + 15 \Omega} = 3.75 \Omega$$

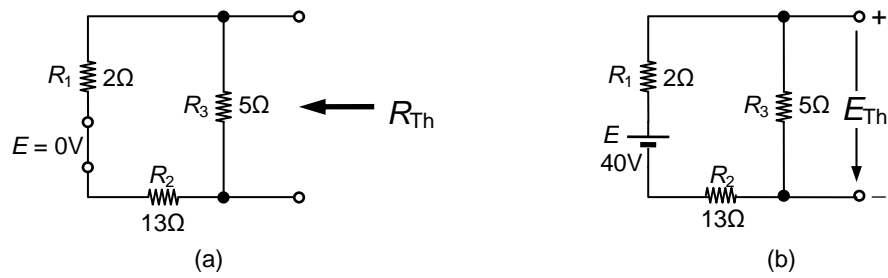


Fig. 1.34 – Obtenção do equivalente de Thevenin: (a) resistência equivalente; (b) tensão equivalente

Para obter E_{Th} , basta determinar a tensão que se observa aos terminais $a-a'$, na situação de circuito-aberto (Fig. 1.34 (b)):

$$E_{Th} = V_{R_3} = E \frac{R_3}{R_T} = 40 \text{ V} \frac{5\Omega}{20\Omega} = 10 \text{ V}$$

O circuito resultante é o da Fig. 1.35, já com a resistência R_L ligada entre os pontos $a-a'$. Pretendendo calcular a corrente nesta resistência, bastava agora fazer,

$$I_L = \frac{E_{Th}}{R_{Th} + R_L} = \frac{10 \text{ V}}{3.75 \Omega + 5 \Omega} = 1.143 \text{ A}$$

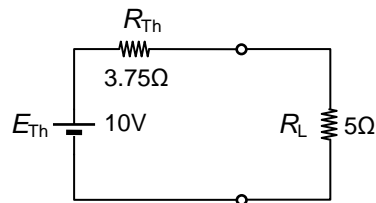


Fig. 1.35

1.2.8 Condensadores e Indutâncias.

Para além da resistência existem dois componentes passivos da maior importância na síntese de sistemas eléctricos: o condensador e a indutância.

Condensadores

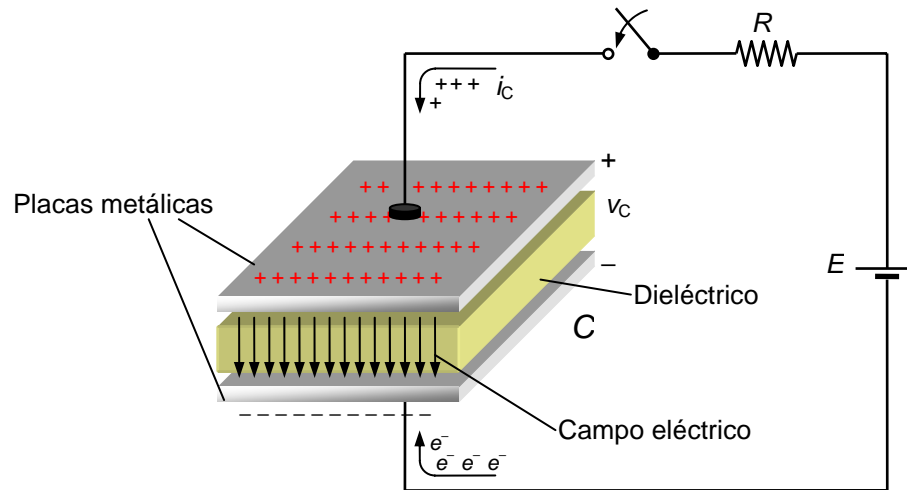


Fig. 1.36 – Carga de um condensador

O condensador é, basicamente, constituído por duas superfícies condutoras separadas por um *dielétrico* (um tipo de isolador), tal como se mostra na Fig. 1.36. Um condensador possui a *capacidade* de armazenar carga eléctrica nas suas placas. Quanto maior for a sua capacidade (C), maior é a carga (Q) depositada nas suas placas para a mesma tensão (V) aplicada aos seus terminais. Na forma de uma equação, define-se capacidade do seguinte modo:

$$C = \frac{Q}{V_C}$$

A unidade utilizada na medida de capacidade é o *farad* (F), embora nas unidades comercialmente disponíveis sejam mais habituais o microfarad (μF) e o picofarad (pF).

Uma vez que a tensão está directamente relacionada com a carga armazenada nas placas e esta não pode variar instantaneamente (a taxa de variação depende dos outros elementos do circuito onde o condensador está inserido), *não é possível observar descontinuidades na tensão v_C aos terminais de qualquer condensador.*

A corrente de carga do condensador não depende directamente da amplitude da tensão v_C aplicada aos seus terminais, mas sim da taxa de variação da tensão. Ou seja, quanto maior for a velocidade com que a tensão varia, maior é a corrente (se a tensão não varia, a corrente é zero). Na forma de equação v_C , e i_C , estão relacionados pela *derivada*:

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt}$$

Ao contrário dos componentes resistivos, os condensadores (ideais) não dissipam energia (sob a forma de calor): apenas *armazenam energia* sob a forma dum campo eléctrico. A energia armazenada é dada por,

$$W_c = \frac{1}{2} C V_c^2$$

Nos circuitos *cc* como os que temos vindo analisar, numa situação de *regime permanente* (ou de estabilidade, quando já não há variação de carga), o condensador *comporta-se como um circuito aberto* (em última análise, lembre-se que entre os seus terminais existe um material isolador).

Indutores

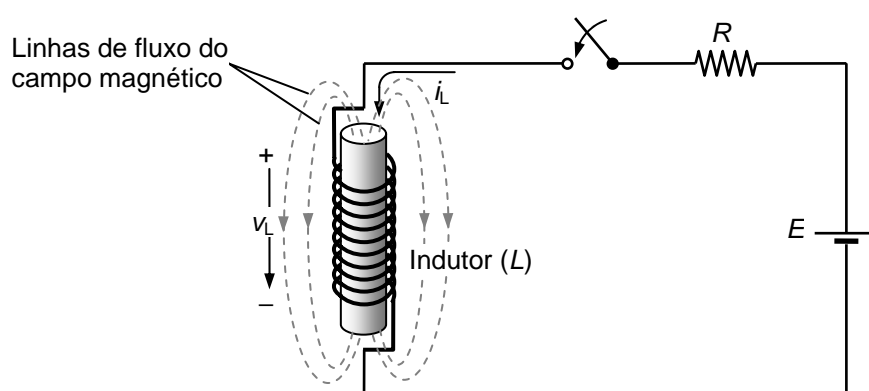


Fig. 1.37 – Circuito com indutância em série

Uma indutor (ou bobina como muitas vezes é chamada), possui características similares às dos condensadores, embora os papéis da corrente e da tensão estejam trocados. Fundamentalmente, o indutor consiste num enrolamento condutor com ou sem um núcleo de ferro (Fig. 1.37). Quando o enrolamento é percorrido por corrente, estabelece-se um campo magnético. As linhas de fluxo magnético são contínuas e indicam, através da sua densidade, a intensidade do campo magnético numa determinada região.

No condensador a tensão não podia variar instantaneamente. *Na bobina é a corrente i_L que não pode apresentar descontinuidades.* Os valores instantâneos da tensão e da corrente estão relacionados por,

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}$$

onde L é o *coeficiente de auto-indução* (ou indutância) da bobina.

Note-se uma vez mais o aparecimento da derivada que indica, claramente, que a amplitude da tensão não depende directamente da amplitude da corrente no enrolamento mas sim da sua taxa de variação. Se a corrente não varia, a tensão aos terminais duma bobina é

zero. Ou seja, nos circuitos *cc* como os que temos vindo analisar, numa situação de *regime permanente* um indutor *comporta-se como um curto-circuito* (lembre-se em última análise, que idealmente existe entre os seus terminais um enrolamento com resistência nula).

Nos circuitos que incluem indutâncias, verificam-se trocas de energia entre estas os restantes elementos do circuito. Tal como o condensador, os indutores não dissipam energia (os indutores ideais não possuem resistência) mas armazenam-na sob a forma de um campo magnético, podendo devolver a energia armazenada ao sistema eléctrico sempre que necessário. A energia armazenada é dada por,

$$W_L = \frac{1}{2} L I_L^2$$

1.3 Circuitos de Corrente Alternada (CA)

Na análise feita até aqui limitou-se a circuitos onde as tensões e as correntes eram grandezas constantes (independentes das variável t). No entanto, todas as leis fundamentais se aplicam de modo idêntico a circuitos *ca*, ou seja, aqueles onde quer a tensão quer as correntes são alternadas. No restante deste capítulo os termos *tensão* ou *corrente ca*, referem-se a tensões e correntes cuja forma de onda é sinusoidal.

1.3.1 Conceito de Reactância

Vejamus qual é o efeito de sinais sinusoidais nos componentes básicos R , L e C . Na Fig. 1.38, uma tensão da forma $e(t) = E \sin(\omega t)$ é aplicada a uma resistência R . De acordo com a lei de Ohm, o valor instantâneo da corrente resultante será,

$$i(t) = \frac{e(t)}{R} = \frac{E \sin(\omega t)}{R} = I \sin(\omega t)$$

Ou seja, a corrente é também sinusoidal, *com a mesma frequência e fase* da tensão e com uma amplitude $I = \frac{E}{R}$.

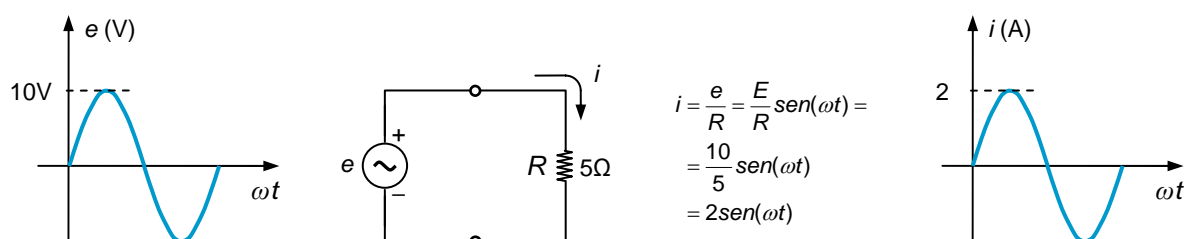


Fig. 1.38 – Circuito *ca* resistivo

No caso das indutâncias, vimos que a relação entre a tensão e a corrente é dada por,

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}$$

Logo, a corrente resultante da aplicação de uma tensão sinusoidal a uma indutância L é dada por (Fig. 1.39),

$$i(t) = -\left(\frac{E}{\omega L}\right) \cos(\omega t) = \left(\frac{E}{\omega L}\right) \text{sen}(\omega t - 90^\circ) = I(\omega) \text{sen}(\omega t - 90^\circ)$$

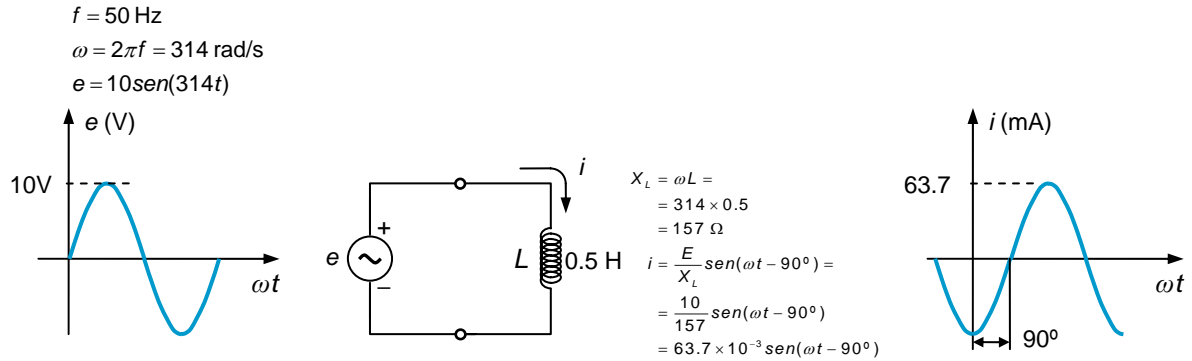


Fig. 1.39 – Circuito ca indutivo

Como se pode constatar reacção das indutâncias (e também a dos condensadores) a sinais sinusoidais é bastante diferente da das resistências. A corrente é ainda sinusoidal e com a mesma frequência da tensão mas com uma fase de -90° , ou seja, *a corrente na bobina L está atrasada 90° relativamente à tensão*. Note-se ainda que *o modo como a corrente é limitada depende não só do valor de L , mas também do valor da frequência ω* , já que a amplitude da corrente é $I(\omega) = \frac{E}{\omega L} = \frac{E}{X_L}$. A $X_L = \omega L$ é costume designar por *reactância*.

Quanto maior for a frequência, maior é o valor de X_L , e menor é o valor da amplitude da corrente (para a mesma tensão).

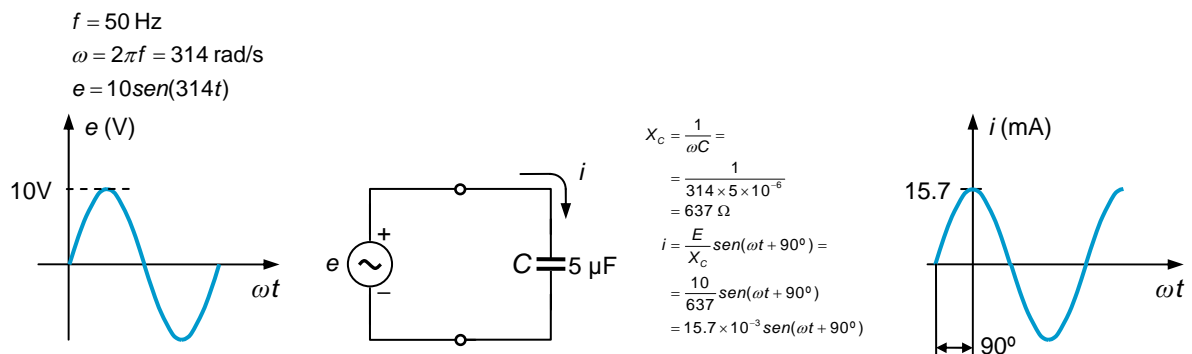


Fig. 1.40 – Circuito ca capacitivo

No caso dos condensadores, e uma vez que como se viu $i_C = C \frac{dv_C}{dt}$, a corrente resultante é dada por (Fig. 1.40),

$$i(t) = (\omega C E) \cos(\omega t) = \left(\frac{E}{1/\omega C}\right) \text{sen}(\omega t + 90^\circ) = I(\omega) \text{sen}(\omega t + 90^\circ)$$

Neste caso a corrente está em avanço de 90° em relação à tensão, (a fase é de $+90^\circ$). A amplitude da corrente depende da reactância do condensador, $X_C = \frac{1}{\omega C}$: quanto maior for a frequência, menor é a reactância e maior é a amplitude da corrente $I(\omega) = \frac{E}{X_C}$.

1.3.2 Fasores e Números Complexos

A análise de circuitos *ca* no domínio dos tempos, seria muito trabalhosa uma vez que implicaria a solução de sistemas de equações diferenciais. A tarefa vem bastante simplificada quando se utilizam vectores e números complexos na representação de tensões ou correntes alternadas e de reactâncias.

Recorda-se que um *vector* é um grandeza que se define a partir da sua *amplitude* e *direcção*. Na Fig. 1.41 temos a representação vectorial dos componentes básicos: a resistência, a indutância e o condensador. Note-se que o ângulo associado a cada vector é determinado pelo desfasamento introduzido por cada componente entre a tensão e a corrente.

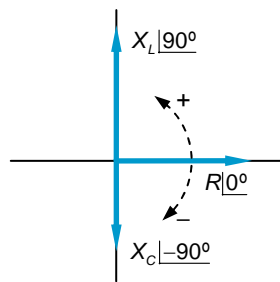


Fig. 1.41 – Representação vectorial dos componentes básicos

Para a resistência, a tensão e a corrente estão em fase; por isso o *vector resistência* aparece coincidente com o eixo horizontal, sendo a sua amplitude determinada pelo valor da resistência. No caso das reactâncias X_L e X_C , os ângulos têm a ver com o desfasamento entre corrente relativamente à tensão para cada elemento, ou seja, -90° e $+90^\circ$. As amplitudes (ou comprimentos) dos vectores são determinadas pelos valores das reactâncias de cada elemento). Note-se que os ângulos medem-se sempre a partir do mesmo eixo.

Qualquer combinação de elementos resistivos ou reactivos designa-se por *impedância* e representa-se normalmente pelo símbolo \bar{Z} . A impedância pode ser vista como uma medida da capacidade de um circuito *ca* *impedir* a circulação da corrente. Um diagrama como o da Fig. 1.41 para um ou qualquer número de elementos designa-se por *diagrama de impedâncias*. Para representar tensões e correntes alternadas utilizam-se *diagramas de fasores* como o que se apresenta na Fig. 1.42. Aqui, o ângulo associado a cada fasor corresponde à fase da sinusóide que representa, e a sua amplitude é igual ao *valor eficaz* desse mesmo sinal. O diagrama de fasores para a corrente e tensão numa resistência indica claramente que v_R e i_R estão em fase. No caso da indutância, o fasor da corrente \bar{I}_L está 90°

em atrasado relativamente ao fasor da tensão \overline{V}_L (o sentido positivo dos ângulos é o contrário ao dos ponteiros do relógio). Para o condensador, \overline{I}_C está avançado 90° relativamente a \overline{V}_C . Se imaginarmos que todos os fasores giram no sentido contrário ao dos ponteiros do relógio com uma velocidade de ω (rad/s), o valor instantâneo da amplitude do sinal que cada fasor representa pode ser obtido a partir da projecção do fasor sobre um dos eixos.

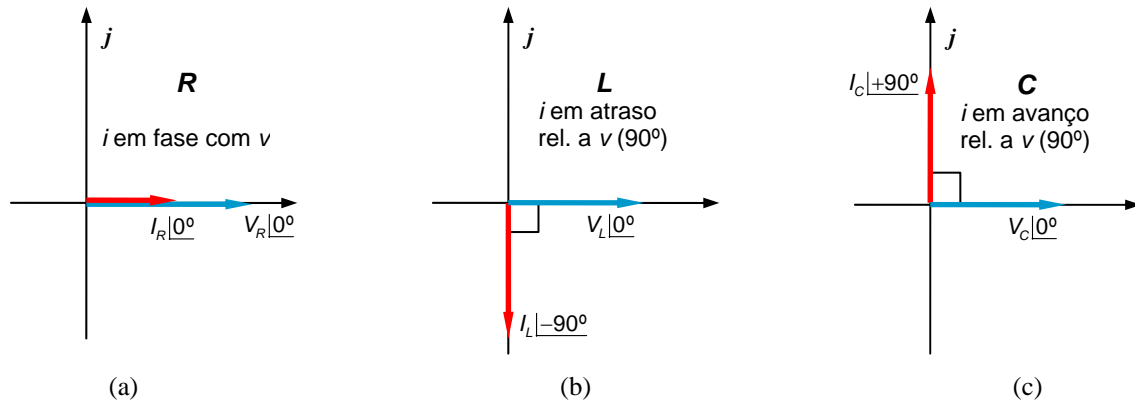


Fig. 1.42 – Diagrama de fasores: (a) carga puramente resistiva; (b) indutância; (c) condensador

A notação fasorial de pouco serviria sem o conhecimento de algumas operações matemáticas básicas sobre vectores.

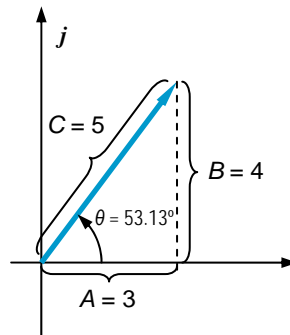


Fig. 1.43

Um vector como o da Fig. 1.43, pode ser representado, quer a partir da sua amplitude e ângulo (ou argumento), quer a partir da indicação das suas componentes horizontal e vertical. No primeiro caso utilizam-se *coordenadas polares*, no segundo, em *coordenadas rectangulares (ou cartesianas)*. As equações necessárias mudar de tipo de representação são as seguintes:

Polar \rightarrow *Rectangular*

$$A = C \cos \theta$$

$$B = C \sin \theta$$

Rectangular \rightarrow *Polar*

$$C = \sqrt{A^2 + B^2}$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{B}{A}$$

Associado a forma rectangular, podemos utilizar números complexos: a parte real para representar a componente horizontal e a parte imaginária para a componente vertical. Relativamente à Fig. 1.43,

$$3 + j4 \leftrightarrow 5 \angle 53.13^\circ$$

Embora se possa efectuar quer adições/subtracções, quer multiplicações em coordenadas rectangulares, é mais fácil somar/subtrair na forma rectangular e multiplicar/dividir na forma polar.

A adição na forma rectangular, faz-se por simples soma algébrica (tendo em conta os sinais das quantidades a somar) das partes reais e imaginárias de forma independente:

$$(A_1 + jB_1) + (A_2 + jB_2) = (A_1 + A_2) + j(B_1 + B_2)$$

No caso da subtracção,

$$(A_1 + jB_1) - (A_2 + jB_2) = (A_1 - A_2) + j(B_1 - B_2)$$

Exemplo 2.6

Calcule a tensão $e_{in}(t)$ à entrada do circuito *ac* série da Fig. 1.44.

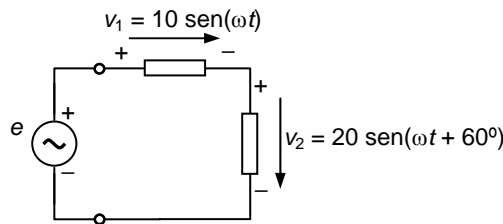


Fig. 1.44

De acordo com a lei de *Kirchhoff* (para a tensão), será necessário somar as duas tensões sinusoidais aos terminais de cada uma das impedâncias ligadas em série:

$$e = v_1 + v_2$$

Utilizando notação fasorial,

$$\bar{V}_1 = \frac{10}{\sqrt{2}} \angle 0^\circ = 7.07 \angle 0^\circ$$

$$\bar{V}_2 = \frac{20}{\sqrt{2}} \angle 60^\circ = 14.14 \angle 60^\circ$$

Convertendo para coordenadas cartesianas para somar, temos:

$$\bar{V}_1 = 7.07 + j0$$

$$\begin{aligned} \bar{V}_2 &= 14.14 \cos 60^\circ + j14.14 \sin 60^\circ \\ &= 7.07 + j12.25 \end{aligned}$$

donde,

$$\begin{aligned}\bar{E} &= \bar{V}_1 + \bar{V}_2 = (7.07 + j0) + (7.07 + j12.25) \\ &= (7.07 + 7.07) + j(0 + 12.25) \\ &= 14.14 + j12.25\end{aligned}$$

Regressando à forma polar,

$$\begin{aligned}|\bar{E}| &= \sqrt{(14.14)^2 + (12.25)^2} = 18.71 \text{ (V)} \\ \theta &= \tan^{-1} \frac{12.25}{14.14} = \tan^{-1} 0.866 = 40.9^\circ\end{aligned}$$

e

$$\bar{E} = 18.71 \angle 40.9^\circ$$

Logo, no domínio dos tempos,

$$\begin{aligned}e(t) &= \sqrt{2} (18.71) \sin(\omega t + 40.9^\circ) \\ &= 24.6 \sin(\omega t + 40.9^\circ)\end{aligned}$$

A solução podia ser encontrada graficamente (obviamente com menos rigor), tal como se demonstra no diagrama de fasores da Fig. 1.45.

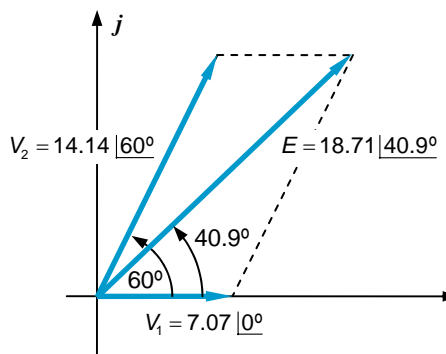


Fig. 1.45

Para multiplicar e dividir na forma polar é necessário ter em conta o seguinte:

$$(C_1 \angle \theta_1)(C_2 \angle \theta_2) = (C_1 C_2) \angle (\theta_1 + \theta_2) \quad \frac{C_1 \angle \theta_1}{C_2 \angle \theta_2} = \frac{C_1}{C_2} \angle (\theta_1 - \theta_2)$$

Na análise de circuitos *ca*, é normalmente necessário efectuar todo o tipo de operações, e é compensador fazer as mudanças de coordenadas adequadas para cada uma delas.

Vejamos agora, qual o resultado da aplicação da lei de Ohm e da notação fasorial para os elementos *R-L-C* básicos. De acordo com a Fig. 1.41,

$$\begin{aligned}\bar{R} &= R \angle 0^\circ \\ \bar{X}_L &= X_L \angle 90^\circ \\ \bar{X}_C &= X_C \angle -90^\circ\end{aligned}$$

Logo, no caso da resistência,

$$\bar{I}_R = \frac{\bar{V}}{R} = \frac{V \angle \theta}{R \angle 0^\circ} = \frac{V}{R} \angle (\theta - 0^\circ) = \frac{V}{R} \angle \theta$$

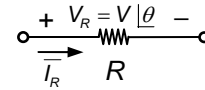


Fig. 1.46

o que confirma o já sabíamos: numa resistência a tensão e a corrente estão em fase (os seus fasores têm o mesmo ângulo θ), e a sua amplitude (valor eficaz) é $\frac{V}{R}$.

Para a indutância,

$$\bar{I} = \frac{\bar{V}}{X_L} = \frac{V \angle \theta}{X_L \angle 90^\circ} = \frac{V}{X_L} \angle (\theta - 90^\circ)$$

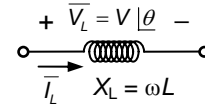


Fig. 1.47

Como não podia deixar de ser, a solução indica que a corrente na bobina está atrasada 90° relativamente à tensão, e a sua amplitude é $\frac{V}{X_L}$.

Para o condensador,

$$\bar{I} = \frac{\bar{V}}{X_C} = \frac{V \angle \theta}{X_C \angle (-90^\circ)} = \frac{V}{X_C} \angle (\theta + 90^\circ)$$

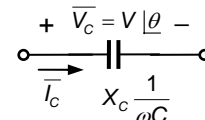


Fig. 1.48

ou seja, a corrente está em avanço relativamente à tensão e a sua amplitude é $\frac{V}{X_L}$.

1.3.3 Circuitos Série e Paralelo

Tudo o que se disse relativamente aos circuitos *cc* série e paralelo, se mantém para os circuitos *ca*, desde que se substitua o conceito de resistência pelo de impedância.

Para um circuito *ca* série, p. ex., a corrente é a mesma em todos os elementos e a *impedância* total é a soma (vectorial) de todos os elementos ligados em série, ou seja,

$$\bar{Z}_T = \bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + \bar{Z}_3 + \dots + \bar{Z}_N$$

Considere-se, p. ex., o circuito *R-L* série da Fig. 1.49. A reactância da bobina é,

$$\begin{aligned} X_L &= \omega L = (2\pi f)L = (314 \text{ rad/s})(12.7 \times 10^{-3} \text{ H}) \\ &= 4 \Omega \end{aligned}$$

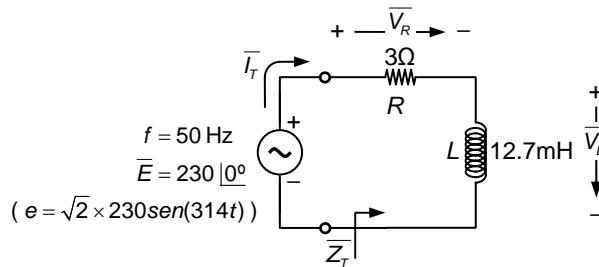


Fig. 1.49 – Circuito *R-L* série

Antes de prosseguir, vamos referir que, sobretudo para circuitos mais complexos, é vantajoso trabalhar em termos de *blocos de impedâncias*, tal como se mostra na Fig. 1.50. Este tipo de abordagem leva normalmente a que se cometam menos erros, para além de permitir estabelecer uma relação mais directa com os circuitos *cc*. O conteúdo de \bar{Z}_1 e \bar{Z}_2 para o caso da Fig. 1.49 é o que indica na Fig. 1.50.

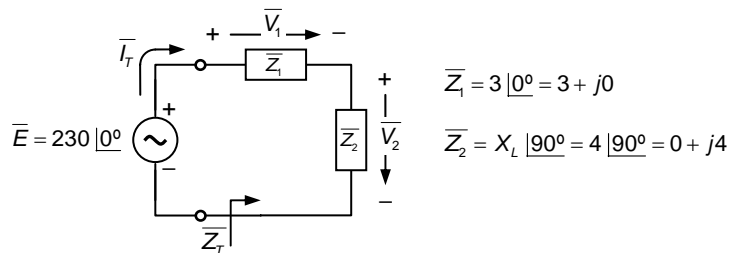


Fig. 1.50

Assim, podemos escrever que a impedância total é,

$$\begin{aligned} \bar{Z}_T &= \bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 = (3 + j0) + (0 + j4) \\ &= 3 + j4 = 5 \angle 53.13^\circ \end{aligned}$$

O diagrama de impedâncias correspondente da Fig. 1.51, mostra claramente que a impedância total \bar{Z}_T também pode ser calculada graficamente, por simples adição de vectores. Querendo calcular a corrente no circuito, bastava aplicar a lei de Ohm:

$$\bar{I}_T = \frac{\bar{E}}{\bar{Z}_T} = \frac{230 \angle 0^\circ}{5 \angle 53.13^\circ} = 46 \angle -53.13^\circ$$

o que no domínio dos tempos quer dizer,

$$i_T = \sqrt{2}(46) \sin(\omega t - 53.13^\circ) = 65 \sin(\omega t - 53.13^\circ)$$

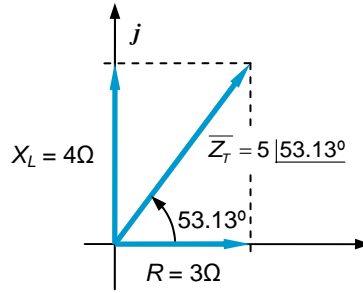


Fig. 1.51– Diagrama de impedâncias do circuito *R-L* série

A tensão na resistência é,

$$\bar{V}_R = \bar{V}_1 = \bar{I}_T \bar{Z}_1 = (46 \angle -53.13^\circ)(3 \angle 0^\circ) = 138 \angle -53.13^\circ$$

o que no domínio dos tempos quer dizer,

$$v_R = \sqrt{2}(138) \sin(\omega t - 53.13^\circ) = 195 \sin(\omega t - 53.13^\circ)$$

Notes-se que v_R e i_T estão em fase.

Para a indutância,

$$\bar{V}_L = \bar{V}_2 = \bar{I}_T \bar{Z}_2 = (46 \angle -53.13^\circ)(4 \angle 90^\circ) = 184 \angle +36.87^\circ$$

pelo que, no domínio dos tempos,

$$v_L = \sqrt{2}(184) \sin(\omega t + 36.87^\circ) = 260 \sin(\omega t + 36.87^\circ)$$

O diagrama de fasores para as tensões e correntes é o da Fig. 1.52. Note-se que a tensão aplicada \bar{E} é a soma vectorial de \bar{V}_R e \bar{V}_L , tal como determina a lei de *Kirchhoff* para a tensão:

$$\bar{E} = \bar{V}_R + \bar{V}_L$$

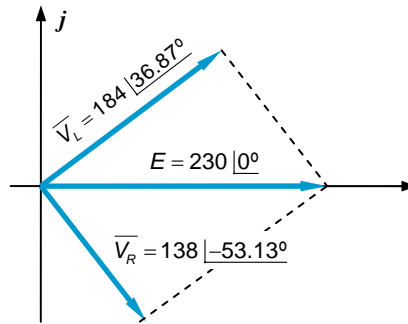


Fig. 1.52 – Diagrama de fasores para circuito R - L série

Podia aplicar-se a regra do divisor de tensão (tal como se faz nos circuitos cc) para calcular o valor de \bar{V}_R . O resultado seria,

$$\bar{V}_R = \bar{E} \frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2} = 230 \angle 0^\circ \frac{3 \angle 0^\circ}{5 \angle 53.13^\circ} = 138 \angle -53.13^\circ$$

tal como anteriormente o obtido.

1.3.4 Potência em CA

Num circuito ca , os únicos componentes que dissipam potência são as resistências. Os elementos puramente reactivos (condensadores ou indutâncias) apenas armazenam energia, de tal forma que em qualquer altura esta pode ser devolvida ao sistema eléctrico. Assim, se for necessário calcular a potência total dissipada no circuito, basta somar a potência dissipada em cada elemento resistivo.

Mas qual é afinal a potência dissipada numa resistência percorrida por uma corrente alternada (Fig. 1.53)?

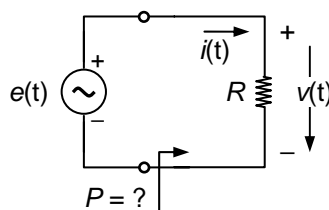


Fig. 1.53

Começemos por determinar o *valor instantâneo da potência* dissipada na resistência:

$$p(t) = v(t)i(t) = R(i(t))^2 = \frac{(v(t))^2}{R}$$

Logo, o valor médio da potência dissipada na resistência será,

$$P = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} p(t) dt = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} R(i(t))^2 dt$$

$$= R \left(\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i(t)^2 dt \right) = RI_{ef}^2$$

ou seja, o valor médio da potência P dissipada numa resistência é igual ao produto de R pelo quadrado do valor eficaz da corrente que a percorre:

$$P = RI_{ef}^2 = \frac{V_{ef}^2}{R}$$

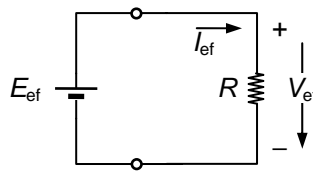


Fig. 1.54

Note-se que a expressão é válida qualquer que seja a forma de onda da corrente e que deste modo, foi possível encontrar um significado físico para algo que no início deste capítulo foi apresentado como uma mera definição matemática: o valor médio da potência dissipada numa resistência por uma corrente de qualquer forma de onda, é a mesma que seria dissipada se a resistência fosse percorrida por uma corrente constante de intensidade é igual ao valor eficaz da corrente variável (Fig. 1.54).

No caso duma corrente sinusoidal da forma $i(t) = I \sin(\omega t)$, o valor médio da potência é pois dado por,

$$P = RI_{ef}^2 = R \left(\frac{I}{\sqrt{2}} \right)^2 = \frac{RI^2}{2}$$

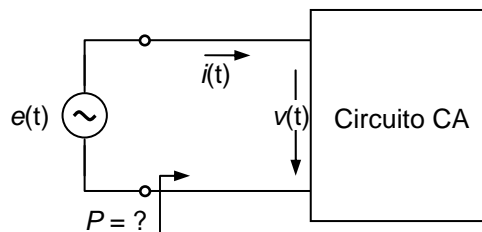


Fig. 1.55

Na (Fig. 1.55) apresenta-se o caso geral de um circuito *ca* que inclui elementos resistivos e reactivos, alimentado por uma fonte de tensão alternada (sinusoidal). A tensão e a corrente estão desfasadas dum ângulo ϕ , tal como se indica na Fig. 1.56 (a). Note-se que embora o valor médio de ambas as grandezas (v e i) seja nulo, o valor médio da potência

instantânea $p(t)$, não o é (no caso da Fig. 1.56 (b) P é positivo). Repare-se ainda que por vezes o valor instantâneo de p é negativo, o que confirma que durante alguns intervalos de tempo, a energia armazenada nos elementos reactivos é devolvida para a fonte.

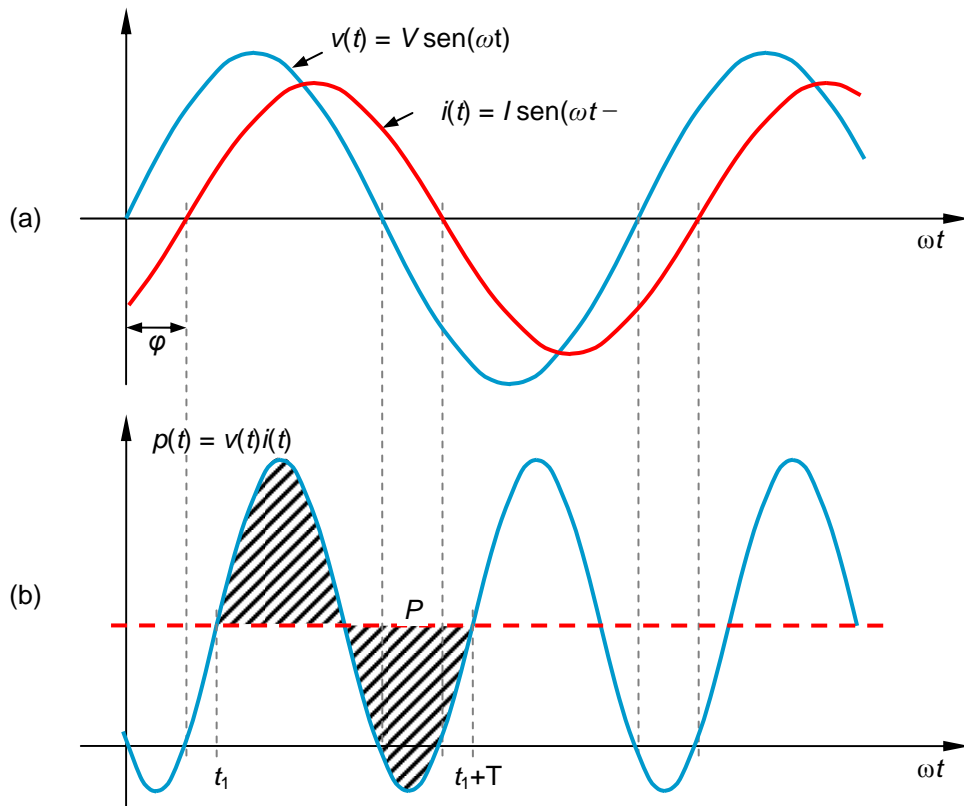


Fig. 1.56

O valor médio da potência podia ser calculada da forma habitual:

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} p(t) dt = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} v(t) i(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} V \sin(\omega t) I \sin(\omega t - \varphi) dt \end{aligned}$$

Feitas as contas, chega-se à conclusão que o valor médio da potência (ou *potência activa*) no caso de uma alimentação alternada é dada por,

$$P = V_{ef} I_{ef} \cos(\varphi) \quad (W)$$

Ao $\cos(\varphi)$ (cosseno do desfasamento entre a tensão e a corrente) é costume designar por *factor de potência* do circuito. Note-se que para determinados valores de V_{ef} e I_{ef} , a potência activa é máxima quando o factor de potência é igual à unidade, ou seja, quando a tensão e a corrente estão fase. Ao produto,

$$S = V_{ef} I_{ef} \quad (VA)$$

designa-se por *potência aparente*. É um parâmetro que se mede em VA (volts-ampere) e é independente do facto da energia que está em jogo ser dissipada nos elementos resistivos ou armazenada nos componentes reactivos.

Existe um terceiro parâmetro que é normal referir quando está em jogo a potência nos circuitos *ca* : a *potência reactiva* Q .

$$Q = V_{ef} I_{ef} \text{sen}(\theta) \quad (\text{VAR})$$

A potência reactiva exprime-se em volts-amperes reactivos (VAR) e é uma medida da potência absorvida que não é dissipada nos elementos resistivos, mas sim armazenada nos componentes reactivos.

Para uma carga resistiva pura, a potência activa é máxima e a potência reactiva é nula (o factor de potência é máximo, ou seja, 1):

$$P_R = V_R I_R \cos(0^\circ) = R I_R^2 = \frac{V_R^2}{R}$$

$$Q_R = V_R I_R \text{sen}(0^\circ) = 0$$

Para uma carga puramente reactiva (indutâncias ou condensadores), a potência activa é nula e a reactiva é máxima (o factor de potência é zero):

$$\text{indutância} : P_L = V_L I_L \cos(90^\circ) = 0$$

$$Q_L = |V_L I_L \text{sen}(90^\circ)| = X_L I_L^2 = \frac{V_L^2}{X_L}$$

$$\text{condensador} : P_C = V_C I_C \cos(-90^\circ) = 0$$

$$Q_C = |V_C I_C \text{sen}(-90^\circ)| = X_C I_C^2 = \frac{V_C^2}{X_C}$$

É importante garantir que uma carga não consuma demasiada potência reactiva, uma vez que para uma tensão de alimentação fixa e para a mesma potência activa, quanto maior for Q , maior é a intensidade da corrente. São normalmente considerados maus, factores de potência inferiores a 0.8. Nestes casos é muitas vezes obrigatório prever alguma forma de *compensação do factor de potência*.

Como é fácil de constatar,

$$P = S \cos(\theta) \quad Q = S \text{sen}(\theta) \quad S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

Exemplo 2.7

As correntes e tensões para o circuito da Fig. 1.57 são as indicadas. Determine:

- A potência total dissipada no circuito
- A potência reactiva
- A potência aparente total
- O factor de potência do conjunto.

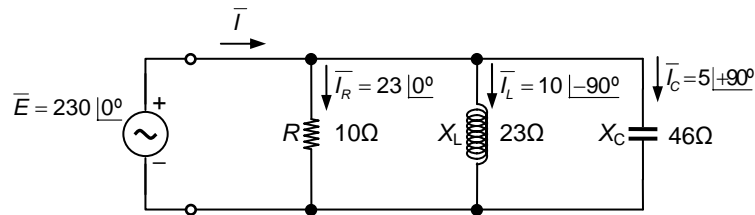


Fig. 1.57

- a) Apenas o componente resistivo dissipa potência:

$$P_T = R I_R^2 = (23 \text{ A})^2 (10 \Omega) = 5290 \text{ W}$$

- b)

$$Q_C = X_C I_C^2 = (5 \text{ A})^2 (46 \Omega) = 1150 \text{ VAR (cap.)}$$

$$Q_L = X_L I_L^2 = (10 \text{ A})^2 (23 \Omega) = 2300 \text{ VAR (ind.)}$$

$$Q_T = Q_L - Q_C = 1150 \text{ VAR (ind.)}$$

- c)

$$\begin{aligned} S_T &= \sqrt{P_T^2 + Q_T^2} \\ &= \sqrt{5290^2 + 1150^2} = 5414 \text{ VA} \end{aligned}$$

- d)

$$\cos(\theta) = \frac{P_T}{S_T} = \frac{5290 \text{ W}}{5414 \text{ VA}} = 0.98 \text{ (ind.)}$$

2 O SISTEMA

2.1 Introdução

A palavra *sistema* vem do grego e significa "juntar as partes". Esta definição pode ser aplicada aos *sistemas electrónicos* na sua forma mais geral: trata-se dum conjunto de componentes (a maior parte dos quais electrónicos) ligados de forma a funcionar como um todo, que desempenham uma determinada *função*, solicitados por *sinais de controlo* específicos. Assim, tudo desde o amplificador mais simples ao mais complexo sistema de computação, pode ser referido como sistema.

Contudo, existem diferenças básicas entre um computador e um amplificador, diferenças que se evidenciam quando tentamos descrever detalhes importantes de cada sistema. No caso do amplificador, os componentes básicos são as suas resistências, os condensadores, e os transístores. A sua descrição poderia basear-se nos valores das resistências seleccionadas, as características dos transístores utilizados, etc. Se, no entanto, tentássemos descrever um sistema de computação complexo em termos de resistências, transístores e outros componentes básicos, rapidamente concluiríamos tratar-se de uma tarefa gigantesca. Para além disso, uma descrição deste tipo seria confusa e obscureceria as principais características do computador por causa de um sem número de detalhes.

2.2 A Caixa Preta

É possível agrupar um determinado número de componentes numa *unidade funcional*, e descrever qualquer sistema em termos de um conjunto de unidades funcionais. A tal unidade funcional é muitas vezes designada por *caixa preta*. A caixa preta, que tanto pode ser um amplificador de áudio, como uma unidade aritmética e lógica digital, é especificada e descrita pela sua função, mais do que pelos componentes ou o método utilizado para que ela cumpra essa função.

Um amplificador áudio, p. ex., é uma caixa preta com uma determinada *relação entrada-saída* e inclui características detalhadas como a sua *resposta em frequência*, percentagem de *distorção*, etc. (mais adiante procuraremos perceber o que significam estes parâmetros). Uma vez especificado nestes termos, não é muito importante, do ponto de vista funcional, se o amplificador contém 20 ou 50 resistências e uns tantos transístores. Mais ainda, para alguém que projecte um sistema e utilize o amplificador como um dos blocos, do sistema, não necessita preocupar-se com os pormenores de construção deste ou daquele bloco. Deve apenas ter em conta aqueles parâmetros e características operacionais que são relevantes para o resto do sistema.

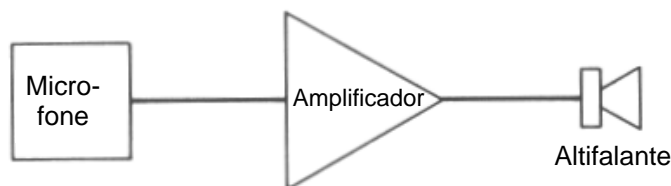


Fig. 2.1 – Diagrama de blocos dum sistema PA

Como exemplo, analisemos um sistema de "public address" (PA), com o seu microfone, amplificador e altifalante. Cada uma destas partes será considerada uma "caixa preta" com uma função específica (Fig. 2.1). Um diagrama do circuito como o da Fig. 2.2 seria complexo e nada acrescentaria – pelo contrário, tornaria até mais confusa – à percepção da função global do sistema.

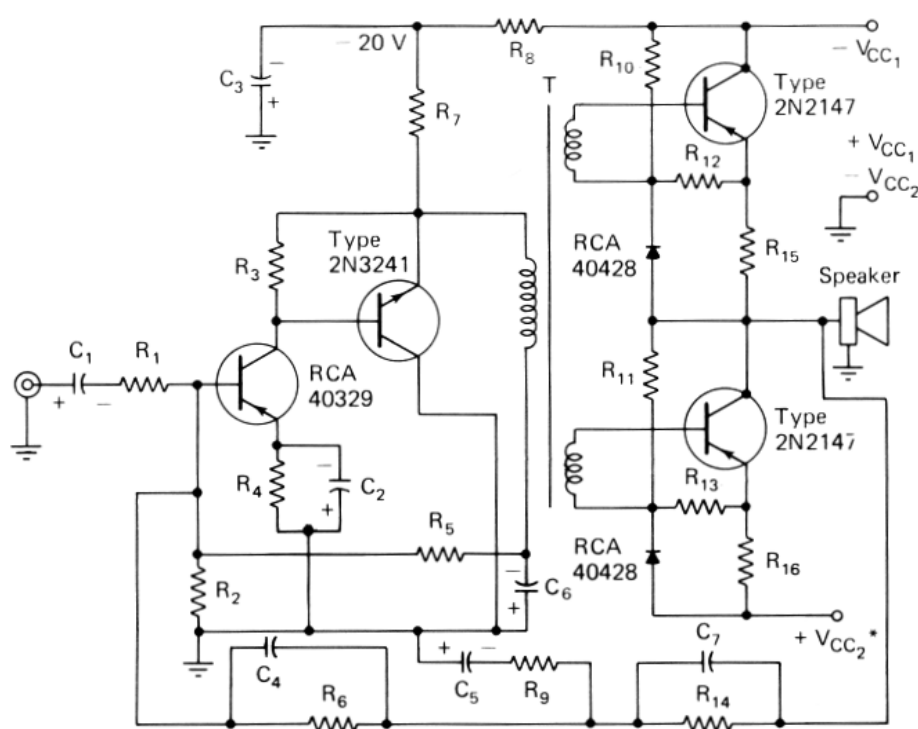


Fig. 2.2 – Diagrama esquemático do sistema PA

Uma descrição típica com base nas especificações de cada caixa preta é a que se faz na Fig. 2.3. Começemos por considerar algumas das características do microfone, bem como a sua relação com o amplificador e o resto do sistema:

Impedância: $50\text{k}\Omega$

Tensão de saída: $100\mu\text{V}$ (em circuito-aberto, para um nível de voz médio)

Estes dois parâmetros permitem-nos representar o microfone pelo seu circuito equivalente de Thevenin (Fig. 2.4 (a)). Se ligarmos este equivalente do microfone a um amplificador com uma *impedância* de entrada $R_i = 1\text{M}\Omega$ e um *ganho* de tensão de

$A = 10000$, obtemos uma tensão de saída de cerca de 1V. Mais precisamente, temos (Fig. 2.4 (b)):

$$V_o = (10.000)(V_i)$$

$$V_i = 100 \times 10^{-6} \frac{10^6 \Omega}{10^6 \Omega + 50 \times 10^3 \Omega} = 0,95 \times 10^{-4} V \quad (\text{regra do divisor de tensão})$$

$$\rightarrow V_o = (10.000)(0,95 \times 10^{-4}) = 0.95V$$

Parâmetro	Microfone	Amplificador	Altifalante	Sistema
Impedância	50k Ω	Entrada: 10M Ω Saída: 8 Ω	8 Ω	—
Resposta em frequência ($\pm 3\text{dB}$)	40–9000Hz	20–15000Hz	30–12000Hz	—
Potência	—	30W (max.)	30W	30W
Tensão de saída	100 μV	15,5V max	—	—
Ganho de tensão	—	155000	—	—
Distorção harm.	—	1%	—	—
Alimentação	—	~230V, 50Hz	—	~230V, 50Hz

Fig. 2.3 – Especificações do sistema PA e seus componentes

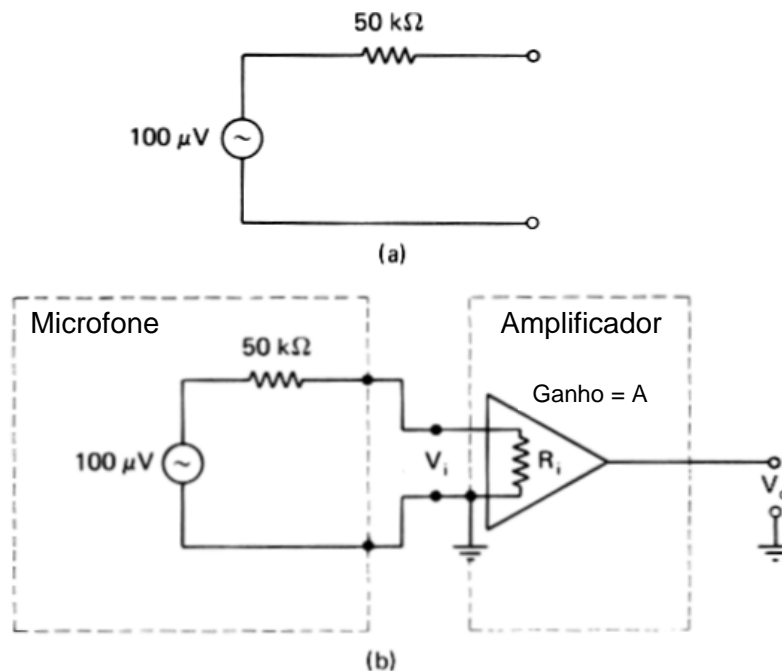


Fig. 2.4 – (a) circuito equivalente de Thevenin do microfone; (b) circuito equivalente da ligação microfone-amplificador

Se a impedância de entrada fosse 10K Ω em vez de 1M Ω , obteríamos

$$V_o = (10.000)(V_i) = (10.000)(100 \times 10^{-6}) \frac{10 \times 10^3 \Omega}{10 \times 10^3 \Omega + 50 \times 10^3 \Omega} = 0,167V$$

ou seja, cerca de (apenas) 15% da saída desejada de 1 volt. Tudo indica que, pelo menos neste caso, a impedância de entrada do amplificador deve ser muito maior do que a impedância do microfone. Esta é de facto a relação desejável entre a impedância da fonte de sinal (neste caso, o microfone) e a impedância do amplificador, no caso dos amplificadores de tensão.

De acordo com a Fig. 2.3, a "resposta em frequência" do microfone vai de 40–9000Hz. Veremos mais adiante com mais cuidado o que significa este parâmetro. Para já digamos apenas que ele tem a ver com uma *limitação* do microfone: ele é *incapaz* de produzir sinais tais que a frequência das suas componentes sinusoidais seja inferior a 40Hz ou superior a 9000Hz. Assim sendo, o sistema global também não poderá ter uma resposta em frequência superior. Ou seja, no caso desta característica, as especificações do microfone, por serem as mais limitadas, acabam por ser também as especificações do sistema.

Note-se que no caso das impedâncias o desempenho do sistema é afectado pela inter-relação entre duas caixas-pretas, enquanto que no que diz respeito à resposta em frequência, é o bloco mais fraco que por si só determina o comportamento global do sistema.

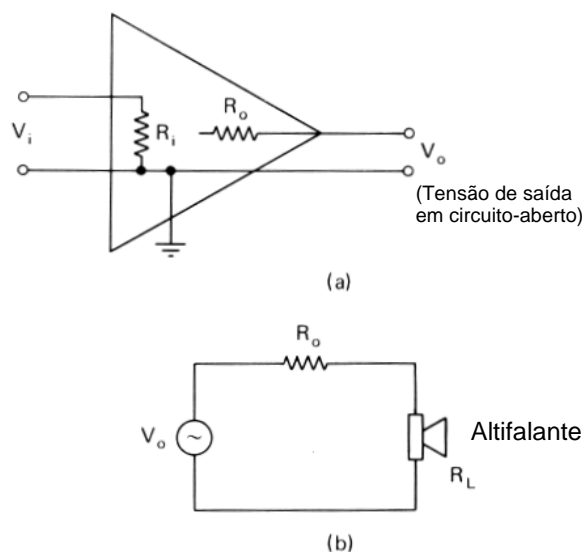


Fig. 2.5 – (a) Diagrama de blocos do amplificador; (b) ligação do amplificador ao altifalante

Vejamos agora o que se passa entre o amplificador e o altifalante. Começemos por representar a saída do amplificador pelo equivalente de Thevenin da Fig. 2.5, onde R_o é *impedância de saída* do amplificador, e V_o a tensão de saída em circuito aberto. Note-se que o que importa não é conseguir a tensão de saída máxima, mas sim transferir para o altifalante a máxima potência que for possível. Assim, devemos aplicar o *teorema da máxima transferência de potência*, que determina que uma fonte fornecerá a potência máxima à carga quando as impedâncias da fonte e da carga forem iguais, ou seja, $R_o = R_L$ (no caso geral duma impedância complexa devemos ter $R_o = R_L$ e $X_o = -X_L$). Para o sistema PA quer dizer que a

impedância de saída de amplificador R_o deve ser igual à impedância R_L do altifalante (8Ω , de acordo com as especificações da Fig. 2.3).

Se tivéssemos que conceber um sistema com as especificações da Fig. 2.3, começaríamos por desenhar um diagrama de blocos como o da Fig. 2.1, para depois analisar os requisitos de cada bloco (ou subsistemas) por forma a cumprir as especificações do sistema. Convém ter presente, entretanto, que seriam várias as soluções que satisfariam todos os requisitos.

Começemos pelo altifalante. O sistema deve ser capaz de fornecer uma potência de 30 W que será convertida em som pelo altifalante. Este deve portanto ser um altifalante de 30 W, isto é, deve ser capaz de transformar esta potência (pelo menos), e funcionar devidamente. Uma vez que a maior parte dos altifalantes comercialmente disponíveis possuem uma impedância de 4Ω ou 8Ω , podemos optar por qualquer das impedâncias, desde que os restantes requisitos sejam satisfeitos. Em particular devemos assegurar que o altifalante possui a resposta em frequência adequada, isto é, que ele funciona devidamente (sem perda de nível sonoro) pelo menos para a gama de frequências especificada. Temos assim as características do altifalante:

1. *Potência*: 30W
2. *Impedância*: 8Ω (ou 4Ω se necessário)
3. *Resposta em frequência*: 40–9000 Hz (ou mais ampla)

Estes requisitos colocam determinadas restrições para o amplificador (Fig. 2.5). Claramente, ele deve ser capaz de fornecer 30 W de potência a uma carga (o altifalante) de 8Ω , ou seja, deve garantir uma corrente, $I_o = \sqrt{\frac{30}{8}} = 1.93\text{ A}$ para uma tensão de saída $V_o = \sqrt{30 \times 8} = 15.5\text{ V}$ (recorda-se que $P = RI^2 = \frac{V^2}{R}$). Uma das características mais importantes de qualquer amplificador é o seu ganho, isto é, a relação entre a sua entrada e a sua saída. Esta relação entrada-saída quando aplicada a qualquer dispositivo ou sistema e designa-se por *função de transferência*, uma vez que tem a ver com a transferência de sinal da entrada para a saída. É óbvio que antes de ser possível analisar os requisitos para o ganho do amplificador, temos que conhecer as características do sinal aplicado à sua entrada.

O sinal de entrada é obtido a partir do microfone. Existe uma larga gama de dispositivos deste tipo que teriam características adequadas. A única restrição a impor é que a resposta em frequência deve ser de 40–9000 Hz ou superior. Vamos admitir que escolhemos um microfone com as características indicadas na Fig. 2.3. A tensão de saída deste microfone (em circuito aberto) é $100\text{ }\mu\text{V}$, enquanto que a sua impedância interna é $50\text{ k}\Omega$.

Para simplificar, vamos admitir que a impedância de entrada do amplificador escolhido é de tal modo elevada (quando comparada com 50 kΩ) que o amplificador não *carrega*, o microfone, isto é, mesmo quando ligamos os dois blocos a tensão à entrada do amplificador continua a ser (aprox.) 100 μV. Assim sendo, o ganho em tensão do amplificador deve ser $A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{15.5V}{100 \times 10^{-6}V} = 155000$. Este ganho deve manter-se aproximadamente constante para sinais sinusoidais cuja frequência pode variar entre 40 Hz e 9000 Hz (pelo menos), para que o sistema tenha a resposta em frequência especificada.

Em resumo, vimos como é possível descrever um sistema em termos dos blocos ou unidades funcionais que o constituem. Na discussão do exemplo do sistema PA não nos preocupámos com o circuito (resistências condensadores, etc.), mas antes com o funcionamento global do sistema e das suas partes, partes essas que constituíam por si só blocos funcionais completos. Apesar da abordagem ter sido feita com base em caixas-pretas, foi possível perceber que as características dos sub-sistemas se inter-relacionam e que podem afectar directamente desempenho global do sistema (como é o caso da resposta em frequência).

2.3 Tipos de Sistema

No processo de escolher métodos de análise adequados, é necessário classificar o diferentes tipos de sistemas e arranjar um conjunto de termos apropriados para os descrever. É habitual dividir os sistemas em *lineares* e *não lineares*, em *malha aberta* e *malha fechada*.

Para nós, o sistema é uma caixa-preta com um entrada E_i , (excitação), e uma saída E_o (resposta). Note-se que estas grandezas não são necessariamente eléctricas. No caso do sistema PA, p. ex., os níveis de som que referimos, quer à entrada, quer à saída, são grandezas de natureza mecânica.

É a natureza da relação entre a entrada e a saída que determina a classificação de qualquer sistema.

2.3.1 Lineares, Não Lineares

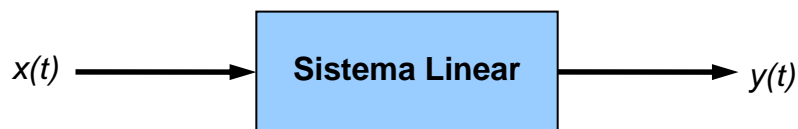


Fig. 2.6 – Sistema linear

Um sistema com uma entrada $x(t)$ e uma saída $y(t)$ (Fig. 2.6) diz-se *linear*, quando pode ser descrito matematicamente por uma equação diferencial linear ordinária (ou um sistema de equações diferenciais lineares, no caso de sistemas com mais de uma entrada e de uma saída):

$$\frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 = b_m \frac{d^m x}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} x}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0$$

Na equação, a_i e b_i são constantes (independentes da variável t) e $n \geq m$ (diz-se que n é a *ordem* do sistema).

A partir da equação que os descreve, é possível deduzir que para qualquer sistema linear é válido o *princípio da sobreposição*. Isto quer dizer que se o sistema produz a partir de uma entrada E'_i uma saída E'_o , e a partir de E''_i produz E''_o , então o sistema responde a $E'_i + E''_i$, com $E'_o + E''_o$. Ou seja, é possível considerar separadamente os efeitos de cada entrada na saída.

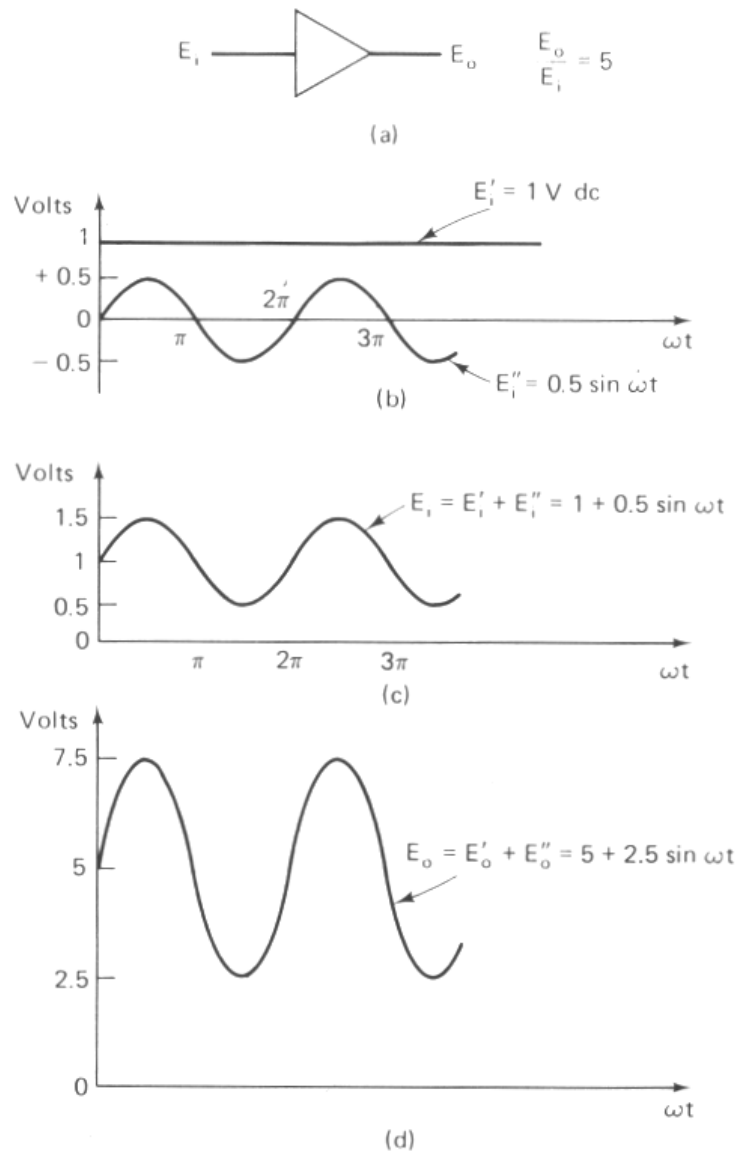


Fig. 2.7 – Sobreposição de formas de onda:

(a) $A = E_o / E_i = 5$;

(b) linha recta – $E'_i = 1\text{ V cc}$; onda sinusoidal – $E''_i = 0.5 \sin(\omega t)$;

(c) $E_i = E'_i + E''_i = 1 + 0.5 \sin(\omega t)$;

(d) $E_o = E'_o + E''_o = 5 + 2.5 \sin(\omega t)$.

Uma outra característica importante dos sistemas lineares (e que também resulta directamente da equação), é que ele não é capaz de produzir novas frequências, isto é, em resposta a um sinal sinusoidal de frequência ω , um sistema linear produz um sinal também sinusoidal e da mesma frequência (eventualmente com uma amplitude e fase diferentes).

Vejamos o que se passa por exemplo com um amplificador linear. Para nós (e para já), um amplificador é apenas um bloco que multiplica um sinal aplicado à sua entrada, por uma constante A . O amplificador de tensão da Fig. 2.7 (a) possui um *ganho* $A = 5$, o que quer

dizer que em resposta a uma entrada $E_i' = 1V_{cc}$, a saída é $E_o' = A \times E_i' = 5 \times 1V = 5V$. O mesmo amplificador produz, para uma entrada sinusoidal da forma $E_i'' = 0.5 \sin(\omega t)$, a saída $E_o'' = 2.5 \sin(\omega t)$. Se ambos os sinais forem aplicados simultaneamente como se mostra na Fig. 2.7, $E_i = E_i' + E_i'' = 1 + 0.5 \sin(\omega t)$ e $E_o = E_o' + E_o'' = 5 + 2.5 \sin(\omega t)$, tal como determina o princípio da sobreposição. Note-se ainda que a frequência da saída é exactamente a mesma de entrada, o que quer dizer que o amplificador (ideal) satisfaz todos os requisitos dum sistema linear.

As ferramentas utilizadas para analisar os sistemas lineares diferem substancialmente das dos sistemas não lineares (são normalmente mais simples de utilizar). Por isso, é essencial esclarecer se um sistema é linear ou não, antes de se utilizarem métodos lineares. Felizmente uma grande parte dos sistemas físicos, ou são lineares, ou podem ser aproximados por sistemas lineares para uma determinada gama de valores (é o caso dos amplificadores, que só podem ser considerados lineares para uma gama limitada de tensões de entrada).

2.3.2 Malha-Aberta, Malha-Fechada

Um sistema em *malha-fechada* é aquele onde a saída depende não só da entrada, mas também de uma medida da sua própria saída. Por outras palavras, a grandeza controlada (a saída), seja ela um ângulo, um deslocamento ou a velocidade, é *realimentada* directa ou indirectamente, e comparada com a entrada. Como exemplo de um sistema em malha-fechada, vejamos o que se passa com o sistema que consiste no automóvel e no seu condutor, quando este mantém uma velocidade próxima dos 50km/h (Fig. 2.8).

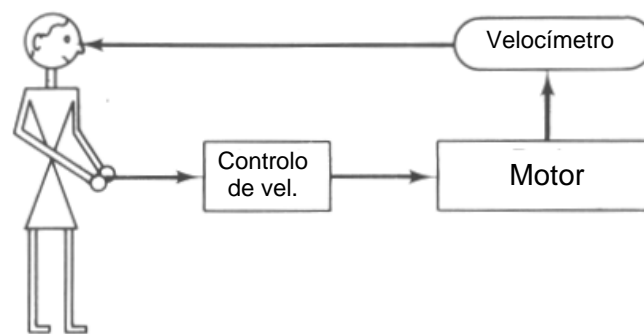


Fig. 2.8 – Sistema em malha fechada: automóvel e condutor

O condutor carrega no acelerador e a velocidade do automóvel aumenta. Consultando o velocímetro ele tem a possibilidade de decidir se deve *aumentar* ou *diminuir* a velocidade, dependendo do aparelho indicar uma velocidade *abaixo* ou *acima* dos 50 km/h. As partes essenciais do sistema são: (1) o condutor, que *compara* leitura do velocímetro com a velocidade pretendida (ou de *referência*) de 50 km/h e *comanda* o acelerador de acordo; (2) o motor (e os restantes mecanismos a ele associados), que *converte* o comando

proveniente do acelerador, em velocidade; e (3) o velocímetro, que *mede* e indica a velocidade. Note-se que há dois trajectos para os sinais: (1) um directo, desde o condutor através do acelerador até se controlar a velocidade do carro (a velocidade do carro é a saída do sistema); (2) um trajecto de retorno (ou de realimentação), desde a velocidade do carro através do velocímetro até ao condutor, o qual funciona como comparador e controlador de velocidade. A entrada do acelerador, é o resultado da diferença entre a velocidade pretendida e a indicada pelo velocímetro, tal como é avaliada pelo condutor.

Seria virtualmente impossível manter constante a velocidade de 50km/h sem a malha de realimentação. Para tanto, teríamos que tentar adivinhar a velocidade através da posição do acelerador, e não teríamos nenhum processo de confirmar a validade do nosso palpite. Se admitíssemos que o condutor fechava os olhos (interrompendo assim a malha de realimentação), quais seriam as hipóteses de ele conseguir manter uma velocidade constante?

O diagrama de blocos típico dum sistema em malha-fechada (ou realimentado), é o que se apresenta na Fig. 2.9 (entre parêntesis indica-se a correspondência entre cada bloco e as partes do exemplo do condutor-automóvel).

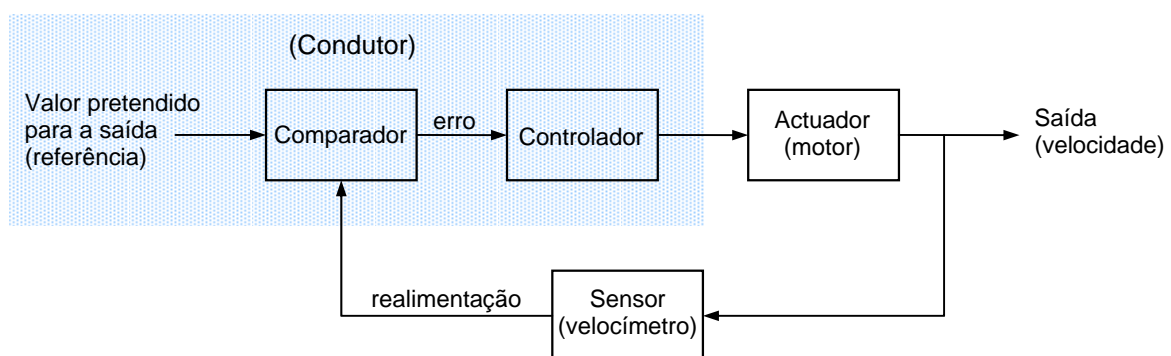


Fig. 2.9 – Diagrama de blocos de um sistema em malha-fechada

Resumindo, um sistema em malha-fechada pode descrever-se como aquele onde a saída depende não só duma entrada de referência, como também da própria saída, através dum sinal de realimentação. A diferença entre a referência e a realimentação costuma designar-se por *erro*. Nos sistemas cujo controlo é electrónico, a maior parte (ou mesmo a totalidade) dos sinais que estão em jogo são sinais eléctricos.

Falámos até aqui de dois conjuntos de tipos de sistemas: os lineares/não-lineares e os de malha-fechada/malha-aberta. Note-se que se tratam de categorias independentes, isto é, podemos ter sistemas lineares em malha-aberta ou malha-fechada, e sistemas não lineares em malha-aberta ou fechada.

Os sistemas em malha-fechada aparecem nas mais variadas aplicações; por vezes a malha de realimentação é indispensável; noutros casos ela inclui-se para melhorar o

desempenho dos sistemas. Os sistemas de controlo, onde o que se pretende é controlar determinada grandeza, mais do que medi-la, são muitas vezes sistemas em malha-fechada. Os sistemas de monitorização e de medida são normalmente sistemas em malha-aberta (embora partes desses sistemas possam utilizar técnicas de realimentação).

2.4 Características de Sistemas

Quando falamos acerca do vulgar amplificador HI-FI, preocupamo-nos com algumas das suas características importantes, tais como: a *potência de saída* – a potência que o amplificador pode fornecer, e que deve ser suficiente para o fim a que se destina; a *resposta em frequência* – as frequências mais baixa e mais elevada que ele é capaz de amplificar sem perda de potência; e a *distorção* – uma medida da distância entre a som produzido pelo amplificador e o som real, e que tem a ver directamente com o comportamento mais ou menos linear do sistema. Quando se fala de um sistema em malha-fechada preocupamo-nos com características como: a precisão, a sensibilidade, a resolução, a linearidade, e a resposta em frequência – que no seu conjunto permitem descrever completamente o funcionamento do sistema.

2.4.1 Precisão

A *precisão* de um sistema é uma medida de como o desempenho do sistema se aproxima das expectativas. No caso do controlo de velocidade do automóvel, p. ex., podemos estar interessados em saber qual é de facto a velocidade para uma referência de 50 km/h. Se constatamos que a velocidade real pode ser 45 km/h ou por vezes 55 km/h, em vez dos 50km/h pretendidos, dizemos que o sistema é preciso dentro de ± 5 km/h.

A precisão é muitas vezes especificada, não em *valores absolutos*, mas em valores relativos, como uma *percentagem de desvio* do valor pretendido. Em vez dos ± 5 km/h referidos, era possível indicar $\pm 10\%$ de desvio. Note-se, contudo, que estes dois valores só significam o mesmo, se acentarmos que o nosso valor nominal ou desejado para a velocidade é 50 km/h.. Claramente, $\pm 10\%$ de uma velocidade de 100km/h não são ± 5 km/h mas sim ± 10 km/h. Para evitar a necessidade de referir uma velocidade nominal quando se especifica o erro, é vulgar falar de erro máximo ou precisão no caso mais desfavorável, seja em valores absolutos (como ± 5 km/h), ou em valores relativos. No exemplo que temos vindo a referir, teríamos que especificar um velocidade máxima de funcionamento de, p. ex., 200 km/h, e só então especificar a percentagem de precisão em termos deste valor máximo. Deste modo, e no caso geral, o erro associado a uma grandeza de valor X , é

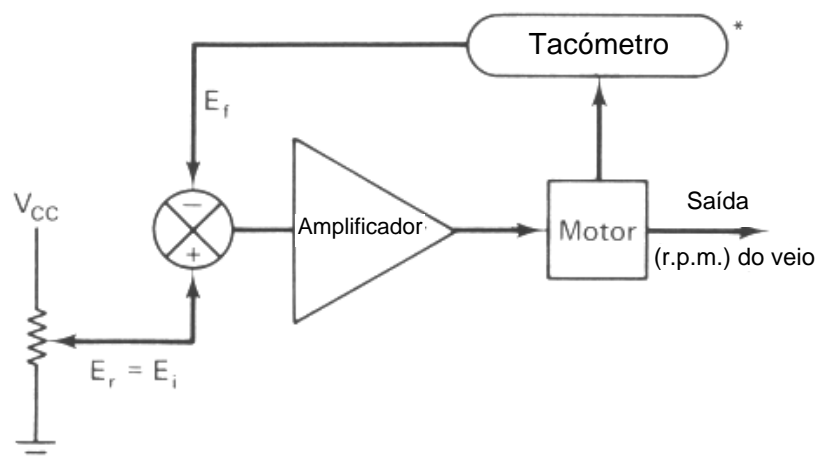
$$Erro(X)\% = Erro_{\max} \% \frac{X_{\max}}{X}$$

onde $Erro_{\max} \%$ é desvio máximo em percentagem do valor máximo de funcionamento X_{\max} .

A especificação da precisão de grande parte dos aparelhos de medida – dum voltímetro, p. ex. –, faz-se normalmente nestes termos, isto é, em termos do valor máximo de funcionamento ou *fim de escala*. Dizer que a *classe de precisão* dum voltímetro é 0.1, por exemplo, quer dizer que o maior erro que é possível cometer numa medida (tendo em conta todas as fontes de imprecisão), é 0.1% do valor máximo da escala em que se está a trabalhar. Assim, quando trabalhamos na escala de 20V, o maior erro absoluto que cometemos é $\frac{0.1}{100} \times 20 \text{ V} = 0.02 \text{ V}$. Quando medimos nesta escala, uma tensão de 5V, o erro relativo cometido é de $\pm \frac{0.02 \text{ V}}{5 \text{ V}} \times 100\% = \pm 0.4\%$.

2.4.2 Sensibilidade

O termo *sensibilidade* pode ter várias interpretações, consoante o instrumento ou sistema a que se refere. Quando dizemos que um receptor de rádio (ou TV), possui uma sensibilidade de 5 μV , queremos dizer que um sinal de 5 μV aplicado à sua entrada produzirá na saída um sinal que é possível distinguir acima do nível de "ruído" do aparelho. O mesmo termo aplicado a um tubo de raios catódicos (CRT – *Cathode Ray Tube*), refere-se à razão entre a deflexão dos raios no monitor e a amplitude da tensão que aplicada à sua entrada, provoca essa deflexão. No caso geral, a sensibilidade pode entender-se como *a variação da saída por unidade de variação da entrada*.



* Tacómetro é um dispositivo que produz uma tensão c.c. directamente proporcional à velocidade de rotação

Fig. 2.10 – Diagrama de blocos do sistema de controlo de velocidade

Considere-se o sistema de controlo de velocidade electrónico da Fig. 2.10. Neste caso a referência de velocidade é determinada pela tensão no ponto médio do potenciômetro, E_r . Vamos admitir que quando $E_r = 5 \text{ V}$, a velocidade é 3000 rpm (rotações-por-minuto). Para $E_r = 6 \text{ V}$, a velocidade é 4000 rpm. A sensibilidade é então de (6 – 5) V para a variação correspondente de (4000 – 3000) rpm, ou seja, 1000 rpm/V.

A sensibilidade dum sistema indica ao utilizador o que é que ele deve fazer à entrada para obter a saída desejada. No exemplo anterior, se quisermos provocar uma alteração de 4000rpm na velocidade, devemos variar a entrada de (4000 a dividir pela sensibilidade):

$$\Delta E_r = \frac{4000 \text{ r.p.m}}{1000 \text{ r.p.m./V}} = 4 \text{ V}$$

Ou seja, é necessário variar a tensão E_r de 5 V para 9 V. É possível traçar um gráfico com os pontos acima obtidos:

E_r	Velocidade (rpm)
5	3000
6	4000
9	7000

A curva da Fig. 2.11 (a) ligando os três pontos é uma linha recta, uma vez que se trata dum sistema linear. Era agora possível utilizar este gráfico para determinar o valor de E_r para a velocidade desejada. Para uma velocidade de 6000 rpm, p. ex., a tensão E_r deve ser 8V.

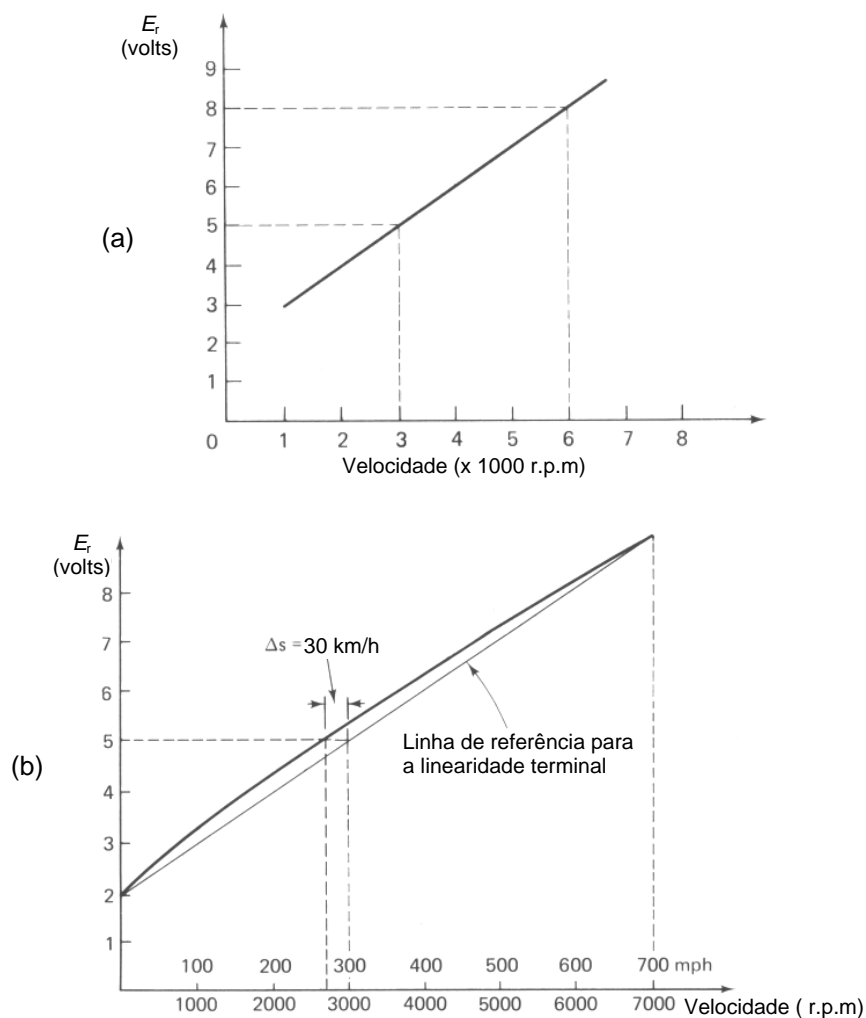


Fig. 2.11 (a) Tensão de entrada vs velocidade de rotação; (b) Tensão de entrada vs velocidade de rotação – traçado rigoroso

2.4.3 Resolução

A *resolução* define-se como a quantidade mais pequena que um sistema é capaz de distinguir. No nosso sistema monetário, p. ex., não existem actualmente moedas de valor inferior a um escudo, sendo esta a menor quantidade que é possível reconhecer. Por isso 25,3\$ ou 25,1\$ significa para ambos os casos 25\$ (ou 26\$ quando se trata do custo dum produto, uma vez que o vendedor arredonda sempre para o número a seguir mais alto), uma vez que para o sistema não existem fracções. Contudo é possível acumular as fracções e beneficiar com isso (ganhar eventualmente um escudo extra):

$25,3\$ + 15,6\$ + 1,2\$ = 41\$ + 1,1\$ = 42,1\$$. Claramente, só é possível reconhecer as fracções, quando a sua soma ultrapassa o escudo. A resolução pode exprimir-se por uma percentagem do valor máximo ou em valor absoluto, como se verá no exemplo que se segue.

Exemplo 2.8

Considere-se o caso duma resistência variável de $100\ \Omega$ com uma resolução de 1% do seu valor máximo, ou seja $\frac{1}{100} \times 100\ \Omega = 1\ \Omega$. A resistência pode assim ser ajustada para $1\ \Omega$, $2\ \Omega$, $3\ \Omega$, etc., mas não pode fixar-se em $2.2\ \Omega$ ou $4.5\ \Omega$ (admitindo que se começa em $0\ \Omega$). Para clarificar este ponto, vejamos como é construída uma resistência variável e tentemos perceber a razão da sua resolução. Na Fig. 2.12 mostra como é tipicamente construída uma resistência variável bobinada.

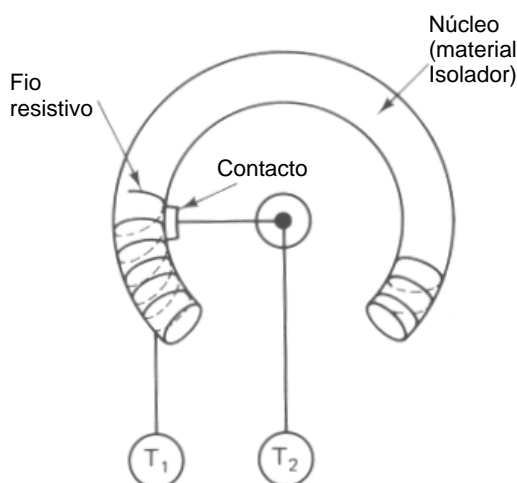


Fig. 2.12 – Diagrama simplificado duma resistência bobinada variável

A resistência entre os terminais T_1 e T_2 depende da posição dum contacto que desliza ao longo das espiras. Note-se que por este processo, o que realmente se faz é seleccionar o *número inteiro* de espiras que é incluído entre T_1 e T_2 . Não é possível seleccionar meia espira. Por isso, se tivermos p. ex. 100 espiras com $1\ \Omega$ de resistência cada, o ajuste só se pode fazer por degraus de $1\ \Omega$ – com uma resolução de $1\ \Omega$ (ou 1% do valor máximo).

A resolução pode ser "referida" à entrada ou à saída. Podemos falar na quantidade mais pequena que é possível distinguir à entrada ou à saída dum sistema. Referida à entrada, a resolução tem a ver com a menor variação que é capaz de produzir uma alteração na saída (reconhecida pelo sistema e afectando-o). A correspondente variação na saída é a resolução referida à saída. As duas quantidades (resolução referida à entrada e à saída) estão relacionadas do mesmo modo que a entrada do sistema está relacionada com a sua saída.

2.4.4 Linearidade

Em 2.3.1 classificámos os sistemas em lineares e não-lineares, e dissemos que muitos sistemas físicos são lineares ou podem assumir-se lineares. Qual é a imprecisão que introduzimos com esta aproximação? é a "linearidade", ou melhor, a "não-linearidade" que quantifica esta imprecisão. A *linearidade* pode definir-se como o desvio da relação entre duas grandezas de uma linha recta.

Voltemos ao exemplo da resistência variável, onde as grandezas relacionadas são a posição angular do veio θ e a resistência R . Se a relação entre θ e R é linear, pode ser descrita por uma linha recta como a da Fig. 2.13 (os números foram omitidos da figura uma vez que dependem de cada componente específico). O ponto $R = 0$ não coincide necessariamente com $\theta = 0$ uma vez que a origem dos ângulos pode ser escolhida arbitrariamente.

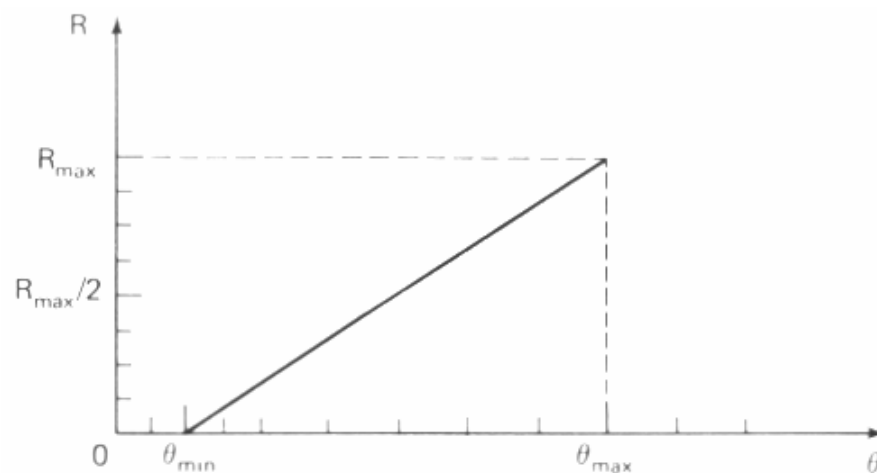


Fig. 2.13 – Resistência vs posição angular do veio para uma resistência variável (linear)

A Fig. 2.14 mostra aquela que seria, tipicamente, uma relação não perfeitamente linear. (Pode quando muito ser assumida linear, se o grau de não-linearidade for pequeno.) Para medir a linearidade da relação no caso da resistência variável, podíamos fazer uma de quatro coisas:

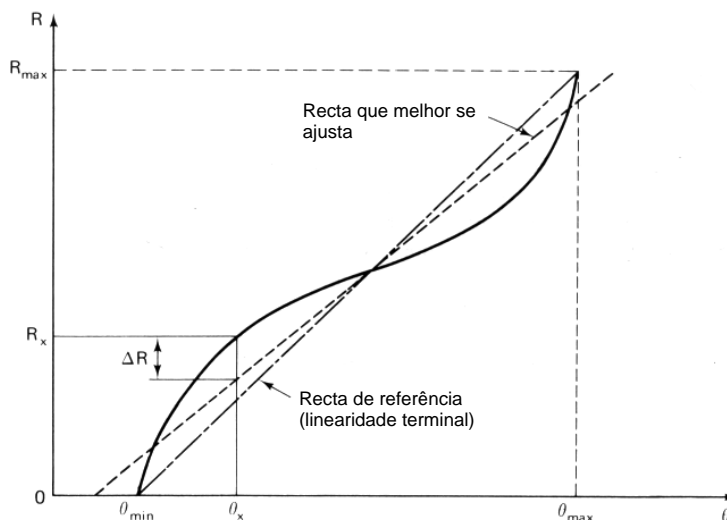


Fig. 2.14 – Resistência vs posição angular do veio para uma resistência variável (não-linear)

1. Encontrar a linha recta que melhor se ajusta à curva. A linearidade é o maior desvio, em ohms, da linha recta, ΔR neste caso. Este tipo de linearidade costuma denominar-se linearidade independente.
2. Partindo do ponto $(\theta_{\min}, R = 0)$ encontrar a recta que melhor se ajusta à curva e definir a linearidade (tal como em 1.) com base nesta recta.
3. Partindo do ponto $(\theta_{\max}, R_{\max})$ encontrar a recta que melhor se ajusta à curva para que sirva como referência de linearidade.
4. Desenhar uma recta entre os pontos $(\theta_{\min}, R = 0)$ e $(\theta_{\max}, R_{\max})$ e utilizar esta recta como referência de linearidade.

Os números 2, 3, 4, conduzem à "linearidade dependente" (ou linearidade terminal). A linearidade pode exprimir-se em unidades relevantes (ohms e graus, neste caso), ou como percentagem de um máximo:

$$\%linearidade = \frac{\Delta R}{R_{\max}} \times 100$$

ou como percentagem do valor R_x medido:

$$\%linearidade = \frac{\Delta R}{R_x} \times 100$$

Recordemos o caso do sistema de controlo de velocidade representado na Fig. 2.11. Se tentássemos obter o gráfico de valores observados para relação tensão - vs - velocidade, encontraríamos provavelmente algo de parecido com o da Fig. 2.11 (b) (escala em km/h). Como vemos, a relação não é perfeitamente linear. A linearidade terminal (tendo como

referência a linha recta que liga 0 km/h à velocidade máxima) é ± 30 km/h. Se especificássemos a linearidade independente, esta seria de ± 15 km/h – a recta que melhor se ajusta passaria a meio caminho entre 300 km/h e 330 km/h. Em percentagem do fim de escala (para ± 30 km/h),

$$\%linearidade = \frac{30}{700} \times 100 = 4.3\%$$

Em termos do valor considerado (300 km/h),

$$\%linearidade = \frac{30}{300} \times 100 = 10\%$$

Esta última expressão permite o cálculo rigoroso do erro máximo de não linearidade para qualquer ponto específico. Esta abordagem é muito importante para determinadas aplicações, como é o caso dos sistemas de controlo de velocidade que utilizam tacómetros* onde, na prática, o desvio de linearidade em valor absoluto é proporcional a cada ponto específico da curva velocidade-tensão.

2.4.5 Resposta em Frequência, Resposta no Tempo

Até aqui referimos a *resposta em frequência* quando falámos de amplificadores. Podemos agora aplicar a mesma definição ao caso geral de qualquer sistema.

Para clarificar este conceito, voltemos ao exemplo do sistema de controlo de velocidade da Fig. 2.10. Como se mostra na Fig. 2.15, a velocidade seleccionada é 50km/h (E_{r50}) e, em consequência disso, a tensão de referência E_r é constante. Se agora permitirmos que a tensão E_r oscile sinusoidalmente em torno de um valor médio dum valor de referência de 50km/h, teremos uma tensão da forma $E'_r = E_{r50} + E_{\max} \sin(\omega t)$ (Fig. 2.5 (a)). A velocidade do sistema controlado variará então acima e abaixo 50 km/h, de acordo com E'_r . Esta última afirmação assume que o sistema reagirá com rapidez suficiente para seguir rigorosamente a referência sinusoidal. Se este não for o caso, a saída (neste caso a velocidade), não seguirá exactamente a entrada.

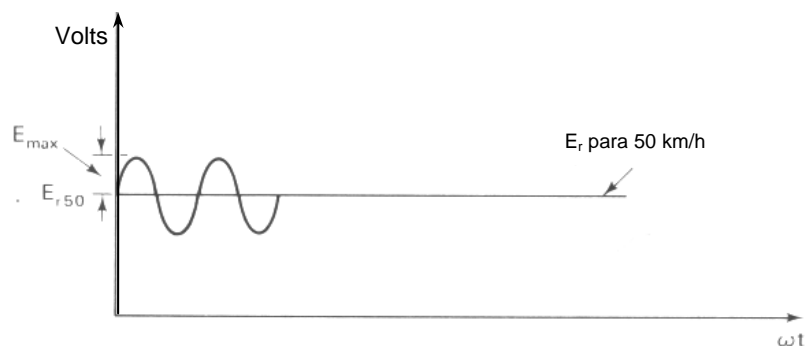


Fig. 2.15 – Composição de sinais aplicados à entrada do sistema de controlo de velocidade

* Um tacómetro é um dispositivo que converte velocidade em tensão. Basicamente é um gerador de corrente contínua que produz uma tensão proporcional à velocidade de rotação do veio a que está acoplado.

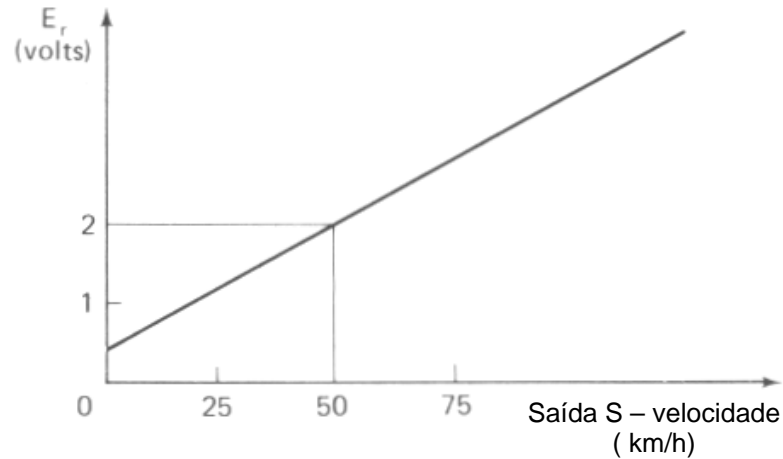


Fig. 2.16 – Entrada vs saída do sistema de controlo de velocidade

Vejamos com um exemplo numérico o que se passa. (Todos os valores referem-se ao exemplo das Figs. 2.10 e 2.15.) Admitamos que a relação entre a entrada e a saída pode ser descrita pelo gráfico da Fig. 2.16. Note-se que a sensibilidade é de 25 km/h/V e que $E_r = 2$ V para $S = 50$ km/h. Se $E_{\max} = 1.5$ V, $E_r' = 2 + 1.5 \sin(\omega t)$. Admitamos $\omega = 314$ rad/s (frequência angular) e $f = 50$ Hz (frequência). As tensões de entrada e a saída *esperadas*, são as que se apresentam nas Fig. 2.17 (a) e (b), respectivamente.

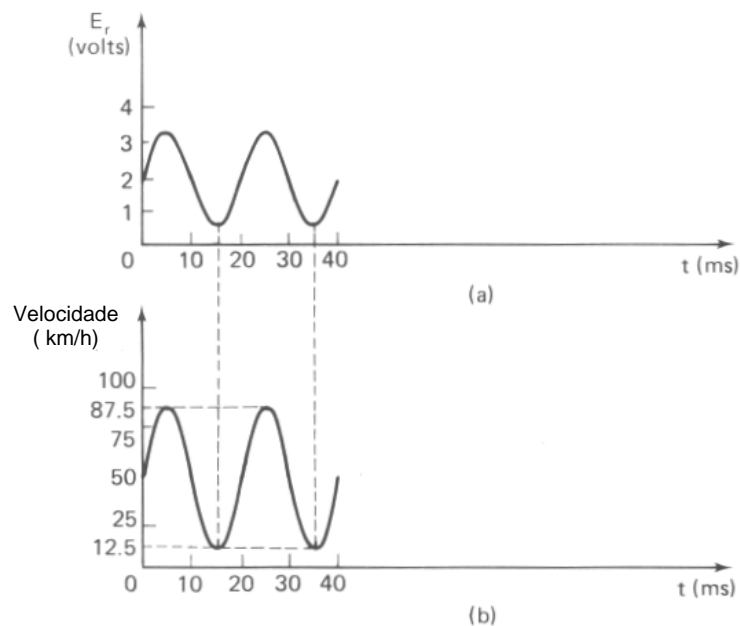


Fig. 2.17 (a) Tensão de entrada – sinusóide; (b) velocidade de saída – sinusóide

Contudo, a saída só atingirá de facto a amplitude máxima esperada (± 25 km/h) se o sistema for capaz de acelerar com rapidez suficiente para "acompanhar" a referência sinusoidal de 50 Hz. Dito por outras palavras, é necessário que o sistema tenha um *tempo de resposta* suficientemente curto, para permitir que a sua saída varie a uma taxa pelo menos igual à taxa de variação máxima que se observa na sinusóide de referência.

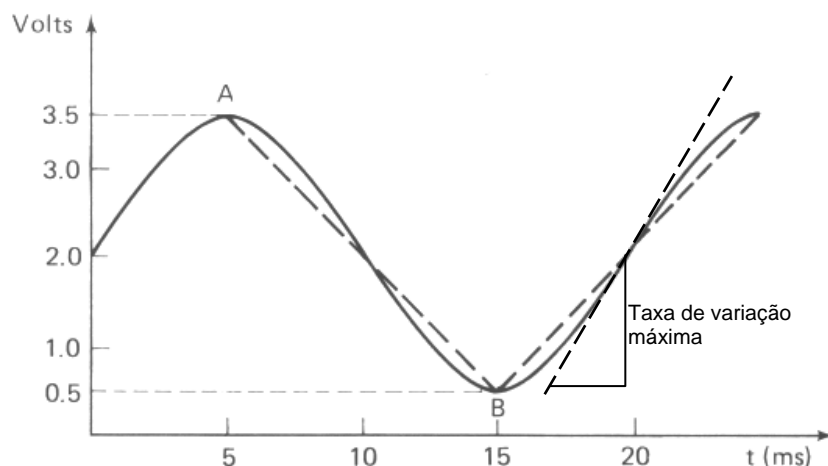


Fig. 2.18 – Valores médio e máximo da taxa de variação para a sinusóide

A taxa de variação, em V/s (volts por segundo) pode calcular-se a partir da derivada de E'_r , ou seja,

$$\frac{dE'_r}{dt} = 1.5 \times 314 \times \cos 314t$$

A taxa de variação máxima ocorre quando $\cos(\omega t) = 1$ ou, como seria de esperar (basta observar o gráfico), na passagem do seno por zero ($\sin(\omega t) = 0$). Assim, neste exemplo, a variação máxima da tensão de entrada E'_r é $1.5 \times 314 \text{ V/s} = 472 \text{ V/s}$. Reflectindo na saída isto quer dizer uma variação de velocidade de $472 \text{ V/s} \times 25 \text{ km/h/V} = 11800 \text{ km/h}$ em cada segundo, ou seja uma aceleração de 0 a 11800km/h por segundo.

É muito importante notar que no caso geral, a taxa de variação máxima para um sinal da forma $E_{\max} \sin(\omega t)$, é $E_{\max} \times \omega$, ou seja, é *directamente proporcional à frequência da sinusóide*.

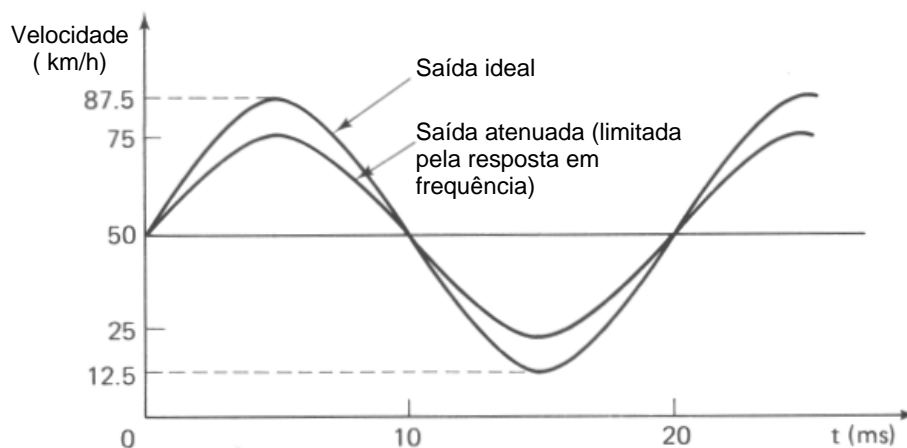


Fig. 2.19 – Saída ideal e saída real

Podemos agora afirmar, que a saída ideal representada na Fig. 2.17 (b) só coincidirá com a real se o sistema permitir variar a saída 11800 km/h num segundo (ou em menos tempo). Caso contrário, a saída terá uma amplitude menor (tal como se mostra na Fig. 2.19),

o que significa que no instante em que a entrada de referência atinge um máximo, por limitação do sistema em termos de resposta em frequência, a saída ainda "não teve tempo" de atingir o valor máximo correspondente e, entretanto, é solicitada a evoluir no sentido contrário (diminui).

Se aumentarmos a frequência do sinal sinusoidal mantendo a amplitude da entrada constante, a amplitude do sinal de saída diminui. A frequência para a qual a saída decresce para 70.7% da amplitude da saída ideal, denomina-se por frequência de corte (f_{co}). A resposta em frequência dum sistema é especificada normalmente em termos da sua frequência superior de corte f_{co} . Para grande parte dos sistemas não temos que nos preocupar com a sua *frequência inferior de corte*, isto é, a frequência abaixo da qual a amplitude diminui para 70.7% do ideal, porque ela é 0 Hz (os sistemas não introduzem atenuação para sinais constantes). Na Fig. 2.20 apresenta-se uma *curva de resposta em frequência* típica.

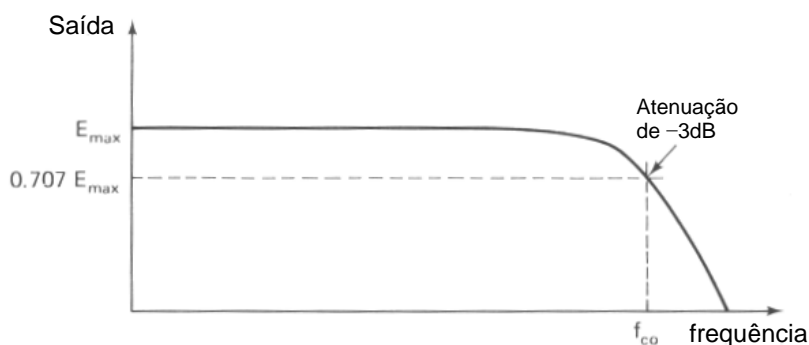


Fig. 2.20 – Curva de resposta em frequência

É frequente em Electrónica representar algumas grandezas (a tensão ou o ganho dum amplificador, p. ex.) numa escala logarítmica (em vez de utilizar uma escala linear). Esta abordagem é especialmente vantajosa para representar grandezas cujo valor pode variar numa larga gama, e/ou aquelas que se encontram relacionadas por operações de multiplicação/divisão (numa escala logarítmica passamos a ter somas/subtracções). Para tanto define-se o *decibel* (dB) do seguinte modo:

$$X_{dB} = 20 \times \log_{10} X$$

Para um amplificador cujo ganho pode ajustar-se entre 1 e 1000, p. ex., podemos dizer que o seu ganho varia entre $20 \log(1) = 0\text{dB}$ e $20 \log(1000) = 60\text{dB}$. Se, para um sistema como o que serviu de exemplo no início deste capítulo (o sistema PA com o diagrama de blocos da Fig. 2.1), conhecermos a curva de resposta em frequência de cada bloco representada numa escala logarítmica (em decibéis), a curva da resposta em frequência relativa ao comportamento global do sistema pode ser obtida por simples soma das curvas de cada bloco. Numa escala logarítmica, a frequência de corte dum sistema é aquela para a qual a saída sofre uma atenuação de $20 \log(0.707) = -3\text{dB}$ relativamente à amplitude da saída ideal.

Alguns sistemas possuem limitações em termos de resposta em frequência, quer para as frequência mais elevadas, quer para as mais baixas. Para as frequência intermédias a amplitude da saída é aproximadamente constante (dentro de $\pm 3\text{dB}$). Tipicamente apresentam uma curva de resposta em frequência como a da Fig. 2.21. Nestes casos, a especificação da resposta em frequência só fica completa, se indicarmos, quer a frequência inferior de corte (f_{ic}), quer a frequência superior de corte (f_{sc}). A diferença entre as duas frequências é a *largura de banda* do sistema:

$$\text{largura de banda} = f_{sc} - f_{ic} \text{ (Hz)}$$

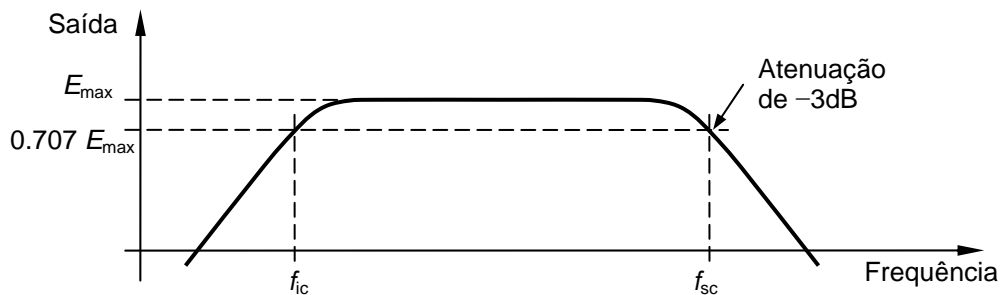


Fig. 2.21 – Curva de resposta em frequência (limite às baixas e altas frequências)

O *tempo de resposta* dum sistema, que por vezes é referido em vez da sua resposta em frequência, é o tempo que o sistema demora a responder. Em termos precisos, define-se como o intervalo de tempo que decorre enquanto o sinal de saída varia entre 10% e 90% do valor final, em resposta a uma entrada em "degrau". De volta ao nosso exemplo, admitamos que se aplicava à entrada um degrau de tensão entre 0 e 3V, e que se observava a forma de onda da saída na mesma escala de tempo. O valor máximo da saída para uma entrada de 3V é $3 \times 25 = 75 \text{ km/h}$; 10% de 75km/h são 7.5km/h e 90% de 75km/h são 67.5km/h. O tempo T_r que decorre entre os pontos A e B na Fig. 2.22, é o tempo de resposta do sistema (ou *tempo de subida*).

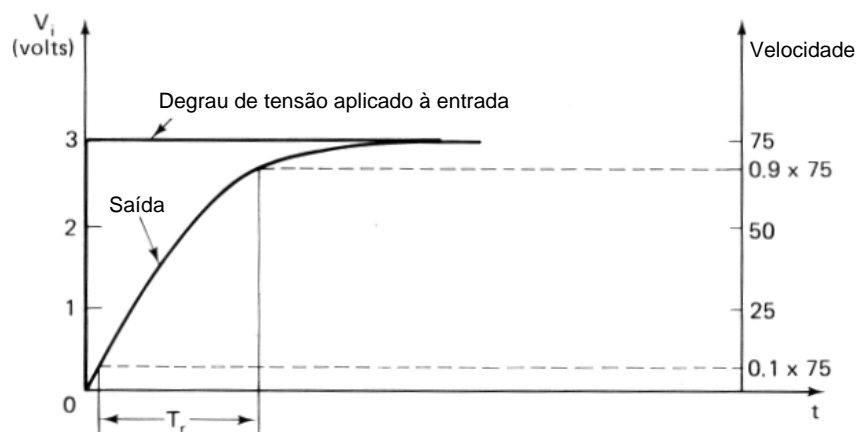


Fig. 2.22 – Resposta do sistema para uma entrada em degrau

A resposta em frequência e o tempo de resposta são características que estão, obviamente, relacionadas: Quanto maior é a frequência superior de corte dum sistema, menor é o seu tempo de resposta. Para os sistemas com um comportamento idêntico ao que a Fig. 2.22 ilustra, isto é que respondem exponencialmente a um degrau, é possível demonstrar que a relação entre a f_{co} e T_r , é $T_r = \frac{0.35}{f_{co}}$.

2.4.6 Características Dinâmicas

Quando, no exemplo que temos vindo a considerar, modificamos o valor da tensão de entrada de 0V para 3V (correspondendo a uma mudança do pedido de velocidade de 0 para 75km/h), temos que esperar algum tempo até que a velocidade atinja os 75km/h. Se medíssemos o erro do sistema no instante do ponto A da Fig. 2.22, obteríamos um erro de $75 - 7.5 = 67.5$ km/h. Este erro resulta do facto da resposta do sistema não ser instantânea, e vai diminuindo à medida que o tempo passa (mais ou menos rapidamente, dependendo da resposta em frequência do sistema). Chama-se *erro dinâmico*, uma vez que é função do tempo e existe apenas durante as situações transitórias (a seguir a uma mudança da referência).

O erro dinâmico depende do comportamento do sistema no tempo. Já não nos contentamos em esperar até que se atinja uma situação de regime permanente (ou de estabilidade). Agora pretendemos analisar o sistema em cada instante de tempo. No caso do sistema de controlo de velocidade, o pedido de 50km/h pode ser atingido de várias maneiras — dependendo do tipo de sistema. É possível ultrapassar a velocidade pretendida, que só depois estabiliza nos 50km/h. A Fig. 2.23 mostra três curvas que correspondem a outras tantas evoluções possíveis para a saída do sistema, até que este atinja a situação de regime permanente (partindo duma situação estacionária de 0km/h).

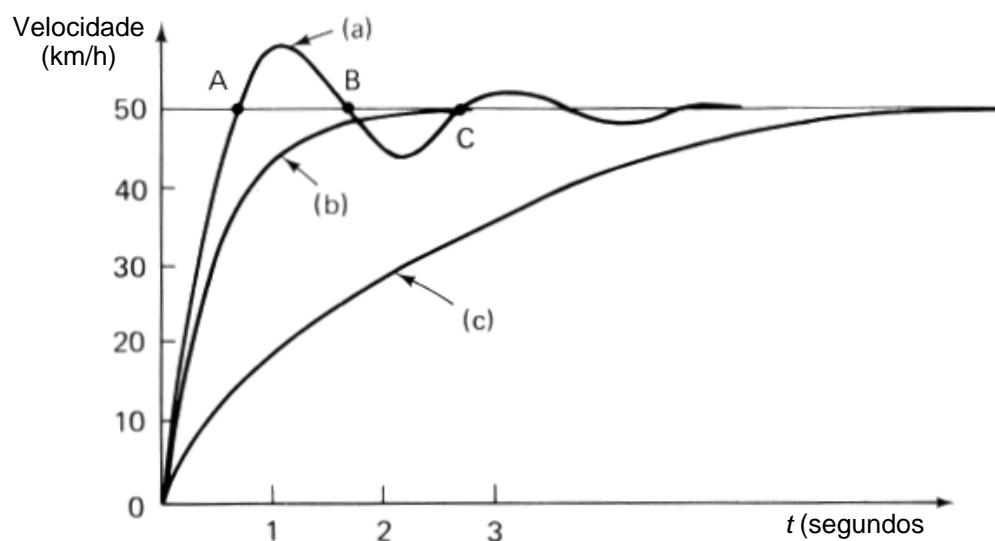


Fig. 2.23 – Respostas transitórias: (a) sobamortecida; (b) criticamente amortecida; (c) sobreamortecida

A curva (a) da Fig. 2.23, mostra que a saída do sistema atinge a velocidade de 60km/h ao fim de 1 segundo, ultrapassando o valor de referência (50 km/h) em 10km/h, em seguida decresce para 43km/h (ultrapassando novamente o alvo, agora por valores negativos), até que estabiliza em torno de 50km/h, ao fim de aproximadamente 3.5 segundos. Este tipo de comportamento do sistema denomina-se por *subamortecido*. Ao trajecto entre os pontos A e B (passando pelo pico) chama-se "*overshoot*" (em literatura anglo-saxónica). A forma de onda a partir do ponto A, é uma sinusóide que oscila em torno de 50km/h e cuja amplitude vai decrescendo. A frequência da sinusóide é de 0.5Hz (ou 2 ciclos em cada segundo). Modificando alguns componentes do sistema (ou para outro sistema), era possível fazer com que se comportasse como indica a curva (b), onde as oscilações (e o "overshoot") desapareceram. A velocidade de 50 km/h é atingida ao fim de cerca de 1.5 segundos; este comportamento designa-se por *criticamente amortecido*. Uma nova mudança nos parâmetros do sistema, poderia provocar um reaparecimento do "overshoot" ou, em alternativa, fazer aumentar o tempo necessário para se atingir a velocidade pretendida de 50km/h, tal como ilustra a curva (c); uma tal resposta diz-se *sobreamortecida*.

Na Fig. 2.23 (a), a velocidade de 50km/h é atingida ao fim de 1 segundo (ponto A). No entanto a saída do sistema mantém-se acima dos 50km/h e só estabiliza ao fim de aproximadamente 3.5 segundos. Se o objectivo é atingir uma velocidade *constante* de 50km/h, temos que esperar 3.5 segundos. Na Fig. 2.23 (b) o tempo de espera diminui para cerca de 1 segundo, e na Fig. 2.23 (c) volta a crescer, para cerca de 4 segundos. É muitas vezes preferível atingir a saída desejada o mais rapidamente possível, permitindo-se ocorrência dum "overshoot" (dentro da tolerância aceitável) e reduzindo-se assim o erro dinâmico devido ao atraso introduzido pelo sistema (resultado duma resposta em frequência pobre). Para alguns casos, no entanto, esta situação é inaceitável. Pense-se, p. ex., qual seria o resultado de permitir que o sistema de controlo da posição da caneta dum traçador de gráficos (ou da cabeça duma impressora) tivesse um comportamento subamortecido.

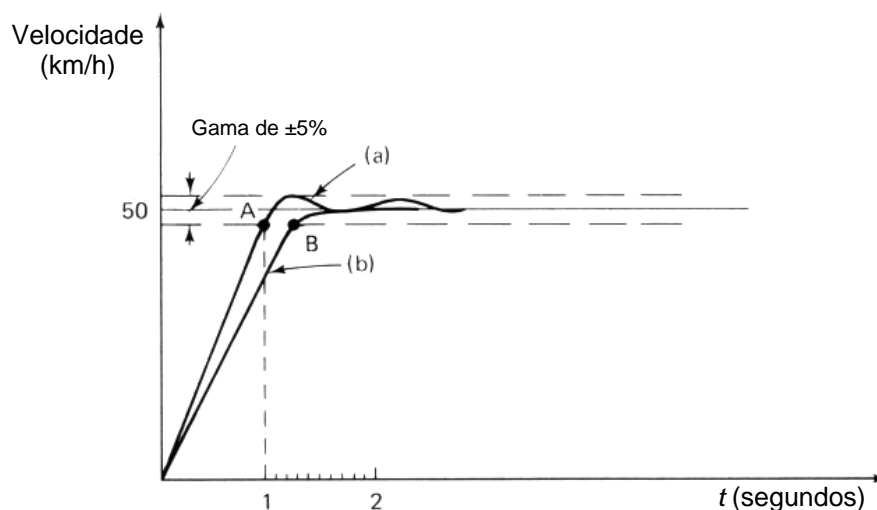


Fig. 2.24 – Tempo de resposta e gama de erro

Se for possível admitir para a velocidade uma certa tolerância (por exemplo, $50\text{km/h} \pm 5\%$), conseguimos uma resposta mais rápida com a introdução de "overshoot". A Fig. 2.24, demonstra este princípio: para a curva (a), atinge-se a velocidade de $50\text{km/h} \pm 5\%$ em 1 segundo (ponto A), enquanto que para uma resposta criticamente amortecida como a da curva (b), os $50\text{km/h} \pm 5\%$ atingem-se ao fim de 1.2 segundos (ponto B). Note-se entretanto, que os pontos A e B estão ambos dentro da gama admissível de $50\text{km/h} \pm 5\%$.

As oscilações da Fig. 2.23(a) e 2.24 são *amortecidas*, na medida em que a sua amplitude diminui ao longo do tempo. Pode acontecer que as oscilações tomem uma amplitude constante, nunca se chegando a atingir uma velocidade constante de 50km/h (ver Fig. 2.25); trata-se normalmente duma situação indesejável, que ocorre no caso dos *sistemas oscilatórios* (ou instáveis).

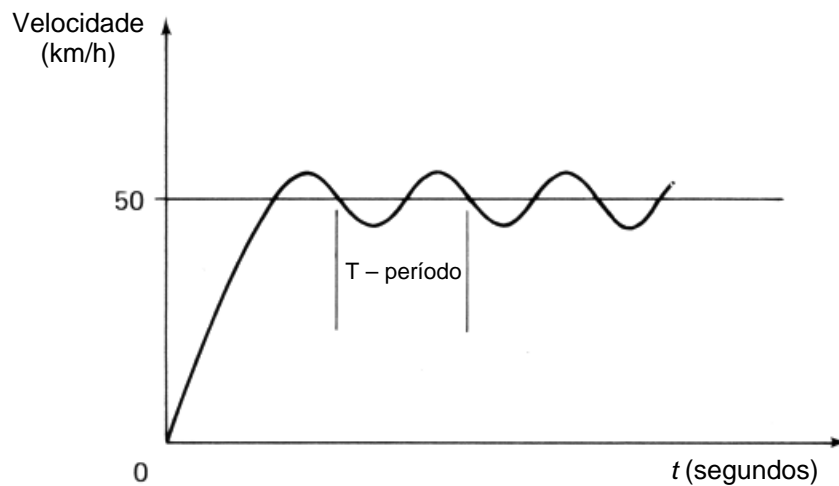


Fig. 2.25 – Oscilações não-amortecidas (sistema instável)

Vimos neste capítulo, como é possível estudar os sistemas através da sua descrição em termos de diagramas de blocos, e do conhecimento das suas características mais importantes.

3 TRANSDUTORES

3.1 Introdução

Os sistemas electrónicos processam grandezas eléctricas. No entanto, as entradas e saídas destes sistemas não constituem necessariamente sinais eléctricos. A maioria dos sistemas envolve mesmo entradas e saídas não eléctricas (Fig. 3.1). O sistema electrónico que comanda a velocidade dum comboio, p. ex., possui uma saída mecânica (o movimento) e uma entrada mecânica (a posição do manípulo que permite ajustar a velocidade).

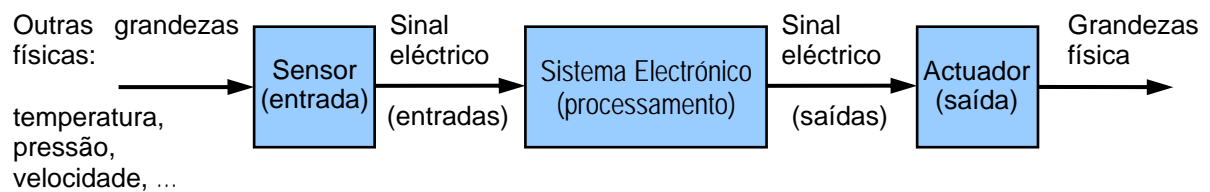


Fig. 3.1

É pois necessário garantir a tradução de e para os sinais eléctricos que são entendidos pelos sistemas electrónicos. Um *transdutor* é, na sua essência, o tradutor. Converte grandezas físicas de natureza diversa em parâmetros eléctricos, bem como tensões e/ou correntes em energia não-eléctrica. Um microfone converte ondas de pressão (um sinal de características mecânicas) num sinal de tensão. Um motor eléctrico converte tensões em energia mecânica. Estes dois transdutores são exemplos de, respectivamente, um *transdutor de entrada* e um *transdutor de saída*.

O transdutor de entrada — o microfone neste caso — converte energia não-eléctrica em sinais eléctricos. O de saída — o motor eléctrico no exemplo referido — converte sinais eléctricos noutras formas de energia. É importante saber que os transdutores de entrada (muitas vezes também designados por *sensores*) funcionam habitualmente com níveis de energia muito baixos (10^{-8}W para um microfone dinâmico), enquanto que os transdutores de saída são normalmente dispositivos que lidam com potências elevadas (W, kW, ou mesmo alguns MW). É também frequente encontrar transdutores com características idênticas aos de entrada nas malhas de realimentação dos sistemas em malha-fechada. O *tacómetro* utilizado para medir a velocidade em sistemas de controlo de velocidade é um exemplo.

Deve salientar-se que quando se refere a sinais ou parâmetros eléctricos não se trata apenas de tensões ou correntes. Existem transdutores que convertem uma posição angular numa diferença de fase eléctrica (os "resolvers", p. ex.); outros convertem diferenças de temperatura em variações de resistência (que podem posteriormente ser transformadas em tensões ou correntes); há ainda transdutores que produzem variações de capacidade,

indutância, ou frequência, proporcionais às variações do sinal de entrada. O que claramente terá sempre que acontecer, é que a saída do transdutor (qualquer que seja) deve constituir uma *imagem* (em termos eléctricos) do sinal de entrada.

Na Fig. 3.2 listam-se alguns transdutores de entrada, juntamente com algumas das suas características mais importantes (as quantidades indicadas têm apenas a ver com valores médios). Na Fig. 3.3, apresentam-se exemplos de transdutores de saída, seus requisitos em termos de energia, e sua aplicação. Note-se em particular a coluna relativa ao *rendimento*, já que quando estão em jogo níveis consideráveis de energia (como é o caso dos transdutores de saída) é importante de ter ideia da quantidade de energia que se perde. Na Fig. 3.4 apresenta-se uma lista transdutores variados, suas entradas e saídas, e algumas aplicações.

Tipo	Entrada	Potência Disponível (W)	Tensão (V)	Corrente (A)	Saída
Termopar	Temperatura	0.5×10^{-4}	10^{-3}	10^{-1}	Tensão (CC)
Célula fotovoltaica	Luz	0.5×10^{-5}	10^{-1}	10^{-4}	Tensão (CC)
Extensómetro	Força	—	—	—	Resistência
Tacómetro	Velocidade	10^{-3}	10^0	10^{-3}	Tensão (CC)
Microfone	Som	10^{-8}	10^{-3}	—	Tensão (CA)
"Pickup" magnético	Vibração	0.25×10^{-6}	10^{-2}	10^{-4}	Tensão (CA)
Resolver	Ângulo	$10^{-2} - 10$	10	—	Tensão (CA)

Fig. 3.2 – Transdutores de entrada típicos

Tipo	Potência (W)	Rendimento (%)	Aplicações
Motor eléctrico	$1 - 10^6$	75 – 95	Sistemas de controlo
Altifalante	$1 - 10^2$	3 – 10	Sistemas de som
Galvanómetro	10^{-6} (F.S.D.)*	—	Sistemas de medida
Voltímetro electrostático	10^{-6} (F.S.D.)*	—	Sistemas de medida
Relé	$10^{-4} - 10^{-1}$	—	Sistemas de controlo
Tubo de raios catódicos (CRT)	10^{-7}	—	Sistemas de medida e monitorização

* – "Full Scale Deflection" (deflexão no fim de escala)

Fig. 3.3 – Transdutores de saída típicos

Tipo	Entrada	Saída	Aplicações
Extensómetro	Força	Variação de resistência	Medida de força, tensão, deslocamento
Célula de carga*	Força/pressão	Variação de resistência	Medida de peso, pressão
Fotocélula	Intensidade da luz	Tensão	Fontes de energia, dispositivos sensíveis a luz
Transformador diferencial (LVDT)	Deslocamento (linear)	Variação de indutância	Medida de deslocamento
Termopar	Temperatura	Variação de tensão	Sistemas de controlo e monitor. de temperatura
Termistor	Temperatura	Variação de resistência	Sistemas de controlo e monitor. de temperatura
Tacómetro	Velocidade angular	Tensão	Sistemas de controlo de velocidade

Fig. 3.4 – Transdutores (miscelânea) e aplicações

Na abordagem dos transdutores que faremos em seguida, concentrar-nos-emos em várias das suas características de desempenho, mais do que nos seus princípios de funcionamento.

3.2 Características de Transdutores

Um transdutor pode ser tratado como uma caixa preta com uma determinada relação entrada-saída e ao qual estão associadas um conjunto de especificações, como a precisão, a linearidade, a resolução, a resposta em frequência, etc. (A definição e o significado destes parâmetros foi analisada no cap. 2.)

Algumas especificações podem ser muito importantes para alguns e irrelevantes para outros. Já referimos, p. ex., o interesse da especificação do rendimento (ou eficiência) para uma boa parte dos transdutores de saída: é através do conhecimento desta característica que é possível saber a quantidade de energia que é necessário fornecer ao transdutor para este cumprir a sua função (bem como quanta energia se perde). Para um transdutor de entrada, onde a quantidade de energia em jogo é pequena, o rendimento é de importância secundária. Estamos normalmente mais interessados em conhecer a sua sensibilidade (p. ex.), uma vez que o transdutor seleccionado tem que ser capaz de responder a determinada força ou energia disponível a partir duma fonte específica. Um transdutor de pressão (uma célula de carga, p. ex.) utilizado para um sistema de pesagem com um fim-de-escala de 3 kg, não é seguramente o mesmo que o necessário para um sistema capaz de pesar 100 kg. As pressões (forças) envolvidas são substancialmente diferentes. O primeiro transdutor tem que ser muito mais sensível: deve ser capaz de responder a pequenas forças e produzir uma saída eléctrica

razoável quando um peso de 3kg é aplicado. A segunda célula de carga *não tem de* produzir uma saída razoável quando o peso é de 3kg, mas tem que ser capaz de suportar um peso de 100kg. Enquanto que no primeiro caso poderíamos esperar que o transdutor distinguísse variações de peso tão pequenas quanto, digamos, 1g, no segundo caso uma resolução de 50g já seria aceitável. Resumindo, as características do transdutor devem, obviamente, ajustar-se a cada aplicação.

Exemplo 3.1

Para perceber melhor a importância das diferentes especificações de transdutores, vamos analisar o que o exemplo dum sistema de pesagem do género dos que se usam para a embalagem de produtos alimentares com base no seu peso. Na Fig. 3.5 apresenta-se um esquema que permite pesar (e monitorizar) continuamente uma determinada quantidade de produto, associado a um mecanismo que garante o corte automático do alimentador logo que se atinge o peso de produto desejado (pré-fixado).

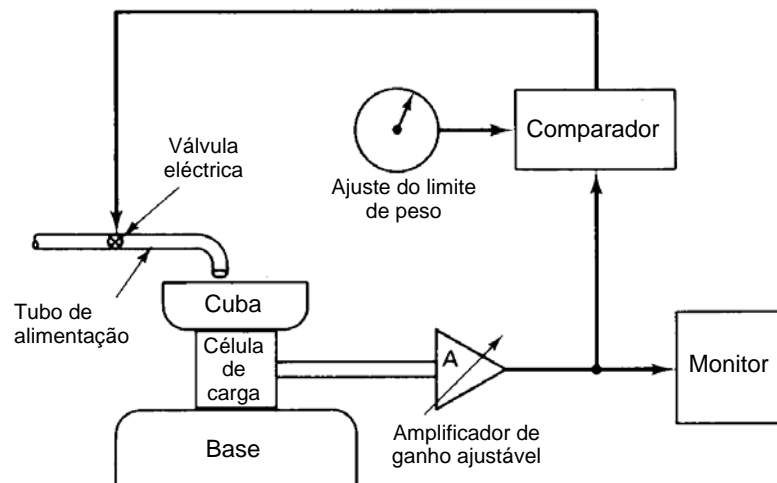


Fig. 3.5 – Sistema de pesagem automático

A "célula de carga", que é o transdutor utilizado para medir o peso, possui as seguintes especificações:

<i>Gama de pesagem:</i>	0 – 30kg
<i>Sobrecarga admissível:</i>	60kg
<i>Limiar:</i>	1kg
<i>Sensibilidade média:</i>	8mV/kg
<i>Linearidade:</i>	2mV (max.)
<i>Resolução:</i>	infinita
<i>Tempo de resposta:</i>	1.5 seg. até 0.1% do valor final
<i>Histerese:</i>	+2mV, -0mV
<i>Tensão de excitação:</i>	10V max.

O nosso objectivo é analisar o esquema da Fig. 3.5 para obter as especificações globais do sistema. Primeiro é necessário compreender o significado das especificações do transdutor e o modo como elas afectam o comportamento do sistema.

Gama de pesagem: significa muito simplesmente que os produtos a ser pesados devem estar na gama especificada.

Sobrecarga admissível: a estrutura e o transdutor são capazes de suportar (sem dano) até 60kg; no entanto, as medidas acima de 30kg não têm significado.

Limiar: o transdutor começa a responder devidamente apenas após se ultrapassar o peso de 1kg (significa que a gama de pesagem utilizável é de facto entre 1 – 30kg)

Sensibilidade média: significa que uma *variação* de peso de 30kg produz uma variação de tensão de $8 \times 30 = 240\text{mV}$; *não* quer dizer que a saída do transdutor esteja entre 0 - 240mV (pode estar entre 1V e 1.240V, p. ex.); a palavra "média" significa que a sensibilidade pode não ser exactamente a mesma para todos os pontos (para 15kg a sensibilidade pode ser, p. ex., 8.5mV/kg), mas antes que ao longo de toda a gama de pesagem, a sensibilidade média (a variação de tensão a dividir pela variação total de peso) é 8mV/kg.

Linearidade: a curva exacta (ver Fig. 3.6) relacionando a tensão com o peso desvia-se da linha recta por um máximo de +2mV num ponto (A) e -2mV noutro (B),

Resolução: uma resolução "infinita" significa que é possível distinguir uma alteração da tensão de saída para qualquer variação de peso (por pequena que seja).

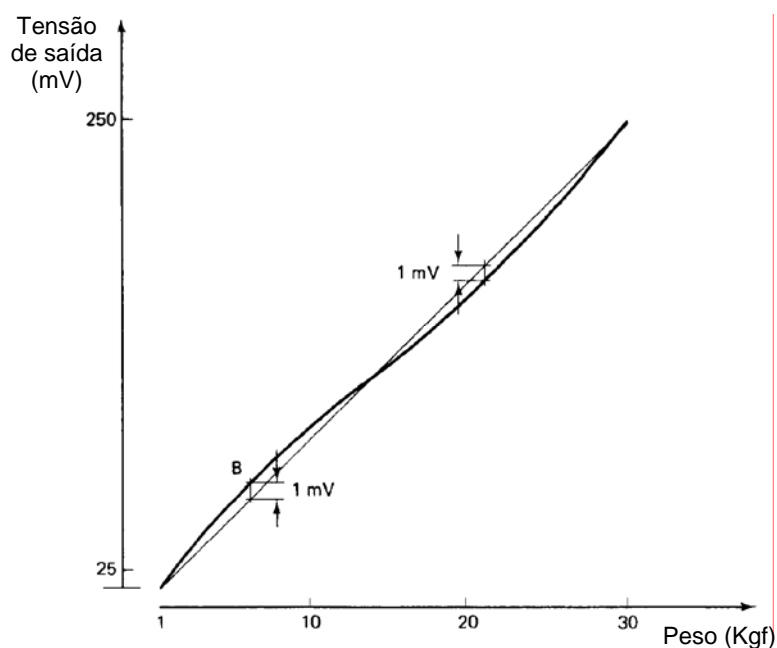


Fig. 3.6 – Curva tensão vs peso do sistema de pesagem

Tempo de resposta: o transdutor produz o valor final de tensão (dentro de 0.1%) em resposta a uma mudança de peso, ao fim de 1.5 segundos.

Histerese: este termo não foi discutido no cap. 2, pelo que se justifica uma explicação mais detalhada; para muitos sistemas como o deste exemplo, é possível aproximarmo-nos duma leitura final (20kg, p. ex.) por valores crescentes (com o peso inicialmente abaixo de 20 kg e crescendo continuamente) ou decrescentes (com o peso inicialmente acima de 20 kg e decrescendo continuamente); seria de esperar que em qualquer dos casos, o transdutor produzisse ao se atingir os 20kg, $20 \times 8 = 160\text{mV}$ (a partir do zero de tensão); não é porem este o caso; a saída pode tomar o valor de 158mV ou 160mV dependendo do modo de aproximação; este desvio de 2mV corresponde a um erro devido à *histerese*.

Tensão de excitação: o transdutor deve ser energizado a partir duma tensão de 10V.

Embora neste caso a medida do peso pudesse ser unidireccional (obtida para valores sempre crescentes do peso) vamos admitir que, quer a linearidade quer, a histerese afectam a precisão do sistema (como é quase sempre o caso).

O sistema construído com o transdutor acabado de descrever terá necessariamente a sua gama de pesagem limitada pela do transdutor. Será preciso um amplificador com um ganho razoável para amplificar os 0.24V de tensão correspondentes ao fim de escala (um ganho de 42, p. ex., produziria uma saída de cerca de 10V no o fim de escala). O sistema terá que ser suficientemente lento para que a saída possa atingir o seu valor final e seja possível aproveitar ao máximo o transdutor em termos de precisão. Se o alimentador carregasse o transdutor a uma velocidade de 20kg/seg., p. ex., o erro dinâmico devido à resposta relativamente lenta do transdutor seria substancial. Se a carga se fizesse a 2kg/seg., o erro já seria desprezável. É então de esperar que o sistema apresente um erro máximo $\pm 2\text{mV}$, devido à linearidade, somados a $+2\text{mV}$, 0mV devidos à histerese, para um total de $+4\text{mV} - (-2\text{mV}) = 6\text{mV}$ de erro máximo (desprezando o erro dinâmico). Tal pode ser traduzido por um erro máximo na pesagem de $\frac{6\text{mV}}{8\text{mV/kg}} = 0.75\text{kg}$. Em termos de leitura de fim de escala este erro significaria $0.75/30 \times 100\% = 2.5\%$ ou 1.25% de da gama total. Note-se que apenas tivemos em consideração o erro do transdutor. No sistema da Fig. 3.5 existem outras fontes de erro, como os associados ao amplificador e ao comparador. Já o monitor (que poderia ser um voltímetro com um escala de pesos) não contribui para o erro final no que diz respeito à quantidade de produto despejado na cuba até ao fecho da válvula.

É virtualmente impossível listar todas as especificações para todos os transdutores, uma vez que elas variam com o modo de funcionamento do transdutor. É necessário compreender o funcionamento do transdutor antes de o poder utilizar em determinada aplicação.

3.3 Alguns Transdutores Típicos e suas Especificações mais Importantes

3.3.1 Microfones

Um microfone converte energia acústica – ondas de pressão – em energia eléctrica. Existem várias maneiras de conseguir este tipo de conversão.

Num *microfone dinâmico*, a conversão faz-se através da acção dum campo magnético. É o tipo de microfone mais popular, aliando à sua boa qualidade um custo relativamente baixo. É constituído por uma membrana mecanicamente ligada a um enrolamento situado num espaço que é envolvido por um íman permanente (Fig. 3.7). A membrana e o enrolamento estão suspensos, de tal modo que podem mover-se para a frente e para trás. As ondas de pressão resultantes dos sons forçam a membrana a vibrar, fazendo com que o enrolamento se mova na presença do campo magnético produzido pelo íman. Num enrolamento se move na presença dum campo magnético induz-se sempre uma f.e.m. *ca*. e, neste caso, a tensão disponível aos terminais do enrolamento depende claramente dos sons que incidem na membrana do microfone.

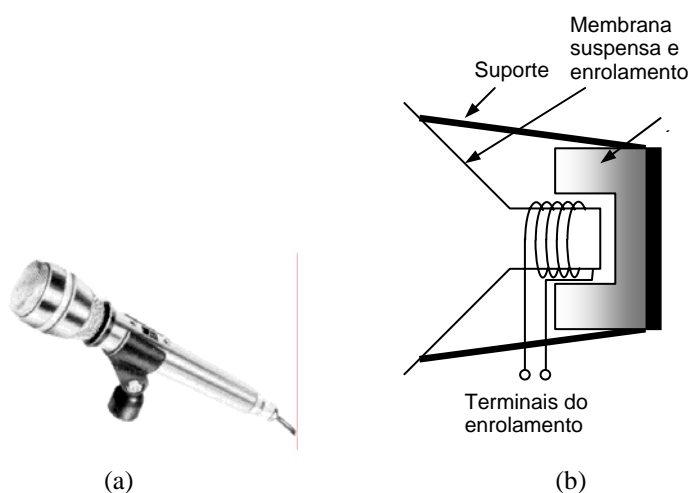


Fig. 3.7 – Microfone dinâmico: (a) aspecto exterior; (b) estrutura básica.

Existem outros tipos de microfones. Os mais baratos (e com menor qualidade) são normalmente os *microfones de carbono* (utilizados, p. ex. nos telefones). Aqui, as ondas acústicas actuam no sentido de comprimir carbono em pó. A resistência do carbono em pó varia com a pressão sobre ele colocada. Obtém-se assim uma variação de resistência que é proporcional à pressão dos sons. A variação de resistência pode ser convertida numa corrente *ca* (audio) aplicando uma tensão aos terminais do microfone (cerca de 50V, no caso do telefone). As variações de resistência resultantes das ondas de som produzem assim variações de corrente directamente relacionadas com os sons.

O funcionamento do *microfone de cristal*, baseia-se no *efeito piezoeléctrico* que consiste no seguinte: entre faces opostas de fatias de cristais de substâncias especiais (como o

sal Rochelle ou o quartzo) desenvolvem-se diferenças de carga eléctrica e também diferenças de potencial, sempre que estas se dobram por estarem sujeitas a forças de compressão. Num arranjo como o da Fig. 3.8, as forças de compressão resultam das ondas de som que colocam o diafragma a vibrar, pelo que mais uma vez, a tensão produzida aos terminais do microfone está com elas directamente relacionada.

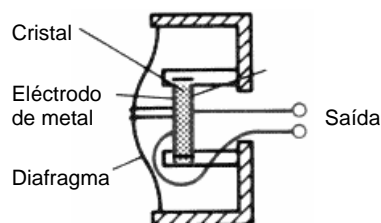


Fig. 3.8 – Estrutura básica do microfone de cristal

Os microfones capacitivos são utilizados em sistemas de muito elevada qualidade, como os que são utilizados nos estúdios das estações emissoras, ou em concertos. A pressão das ondas de som é utilizada para fazer mover uma das placas (*A* e *B*) dum condensador de placas paralelas (Fig. 3.9). Uma vez que a distância entre as placas afecta o valor da capacidade, obtém-se assim uma variação de capacidade proporcional à pressão das ondas de som.

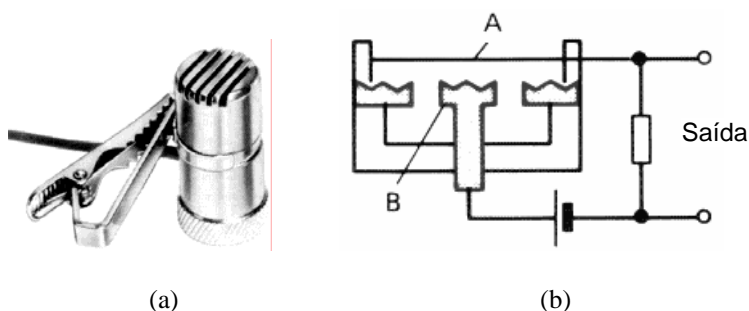


Fig. 3.9 – Microfone capacitivo: (a) aspecto exterior; (b) estrutura básica

Nos microfones acabados de descrever, explora-se fenómenos distintos no processo de transdução. Os mesmos princípios (ou por vezes o princípio inverso) são utilizados em muitos outros transdutores (quer de entrada, quer de saída). O altifalante, p. ex., é um transdutor de saída cuja estrutura é em tudo idêntica ao do microfone dinâmico (ver Fig. 3.7) e que funciona de modo inverso: aplicando uma tensão *ac* aos terminais do altifalante faz-se percorrer o enrolamento por uma corrente eléctrica que na presença do campo magnético origina forças que fazem vibrar a membrana produzindo-se assim sons (Fig. 3.10). O efeito piezoeléctrico é utilizado por uma grande número de transdutores, desde o simples isqueiro electrónico, até aos sensores força/pressão ou de aceleração.

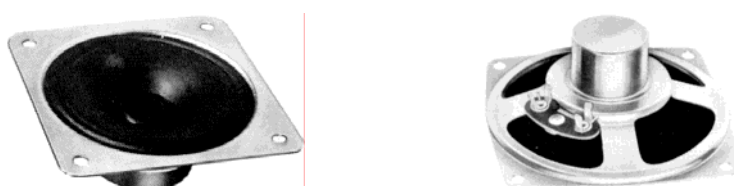


Fig. 3.10 – Altifalantes

As características mais importantes dos microfones são a sua *impedância interna*, a *resposta em frequência* e a *sensibilidade*. Na Fig. 3.11 listam-se valores típicos destes parâmetros para diferentes tipos de microfone.

Tipo	Impedância	Resposta em Frequência	Sensibilidade*
Dinâmico	50kΩ	100Hz – 10kHz	–57dB
Carbono	5kΩ	100Hz – 9kHz	—
Cristal	1MΩ	100Hz – 12kHz	–55dB
Capacitivo	600Ω	30Hz – 16kHz	–70dB

* – Para 1mW de potência de entrada (1dBm); –70dB é equivalente a $10^{-7} \times 10^{-3} = 10^{-10}$ W.

Fig. 3.11 – Características de microfones

Note-se que um microfone pode ser mais sensível (produzir uma saída maior para a mesma entrada) para sons provenientes de uma ou mais direcções do que doutras. As características *direccionais* dos microfones são também indicadas o pelos fabricantes, existindo vários tipos, desde os microfones *unidireccionais* (úteis quando se pretende eliminar o ruído de fundo e processar apenas os sons a partir duma fonte bem localizada) aos *omnidireccionais* (como os que se utilizam em alguns gravadores de áudio portáteis).

3.3.2 Transdutores de força/pressão

O microfone descrito na secção 3.3.1 é, claramente, um transdutor que responde a pressão – a pressão das ondas acústicas. Contudo, não é o transdutor adequado para aplicações que envolvem forças ou pressões constantes.

Um dos princípios mais utilizados nos *transdutores de força ou pressão* é o dos *extensómetros*. Quando o comprimento dum fio de metal aumenta (deformando-se sob acção de uma força) a sua secção diminui (já que a quantidade de matéria é a mesma). Uma vez que a resistência do fio é directamente proporcional ao comprimento L e inversamente proporcional à secção A ($R = \rho \frac{L}{A}$), a sua resistência aumenta. Trata-se agora de um processo de transdução que converte um deslocamento linear numa variação de resistência. A Fig. 3.12 (a) mostra um fio antes e depois da força F (resultante do peso P) ser aplicada. A variação de resistência pode ser calculada a partir da variação do diâmetro e do comprimento do fio:

$$R_1 = \rho \frac{L_1}{A_1}, \quad R_0 = \rho \frac{L_0}{A_0} \quad (\rho \rightarrow \text{resistividade do metal})$$

$$\frac{R_1}{R_0} = \frac{L_1}{L_0} \cdot \frac{A_0}{A_1} \rightarrow R_1 = R_0 \cdot \frac{L_1}{L_0} \cdot \frac{A_0}{A_1}$$

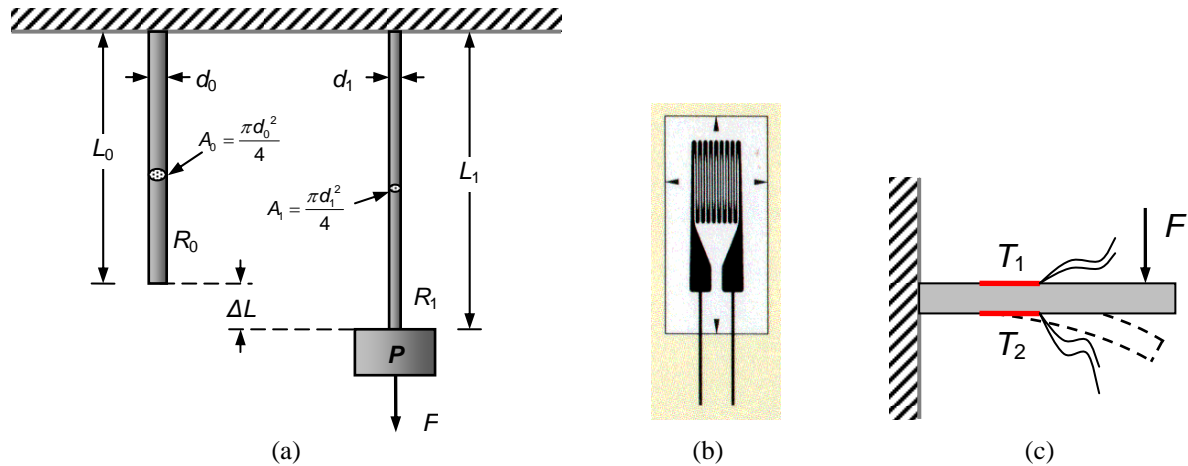


Fig. 3.12 – Extensómetros: (a) princípio do funcionamento; (b) aspecto exterior; (c) Princípio da célula de carga.

Para um aumento de 1% no comprimento e uma diminuição de 1% na secção, por exemplo, obtemos:

$$L_1 = 1.01L_0 \quad (1\% \text{ de incremento no comprimento})$$

$$A_1 = 0.99A_0 \quad (1\% \text{ de diminuição na secção})$$

$$R_1 = R_0 \cdot \frac{1.01L_0}{L_0} \cdot \frac{A_0}{0.99A_0} = 1.02R_0 \quad (2\% \text{ de acréscimo na resistência})$$

Os fabricantes de extensómetros desenvolveram vários métodos para aumentar a variação de resistência por unidade de força aplicada. No entanto, as variações de resistência obtidas são sempre muito pequenas, sendo habitualmente medidas por meio de uma *ponte de Wheatstone*, como veremos mais adiante. A sensibilidade dum extensómetro depende assim da variação da resistência que se consegue obter para uma dada variação do comprimento de fio. Este aspecto depende por sua vez das características do material utilizado. É possível descrever a qualidade do material pelo seu *factor de gauge* (*FG*):

$$FG = \frac{\Delta R/R}{\Delta L/L}$$

No exemplo acima tínhamos,

$$\frac{\Delta L}{L} = 1\% = 0.01, \quad \frac{\Delta R}{R} = 2\% = 0.02 \rightarrow \quad FG = \frac{0.02}{0.01} = 2$$

(*FG* = 2 é o valor que se encontra na prática para a maior parte dos extensómetros)

A medida de força (ou pressão) é conseguida acoplando mecanicamente a força ao extensómetro. A *célula de carga*, construída para medir o peso duma carga, consiste numa barra de metal na qual se cola um (ou mais) extensómetro (Fig. 3.12 (c)). Sob a acção duma força a barra deforma-se fazendo com que o comprimento do extensómetro se altere. A variação de comprimento é proporcional à força aplicada na barra e pode ser conhecida através da medida da variação de resistência do extensómetro. Note-se que a variação de

comprimento depende não só da força aplicada, mas também do material da barra sujeita a deformação, que deve ser escolhido de acordo com cada aplicação. Por outro lado, os fabricantes de extensómetros concebem estes dispositivos por forma a privilegiar a variação de comprimento segundo determinadas direcções (Fig. 3.13), pelo que não é indiferente o modo como estes são colados na barra.

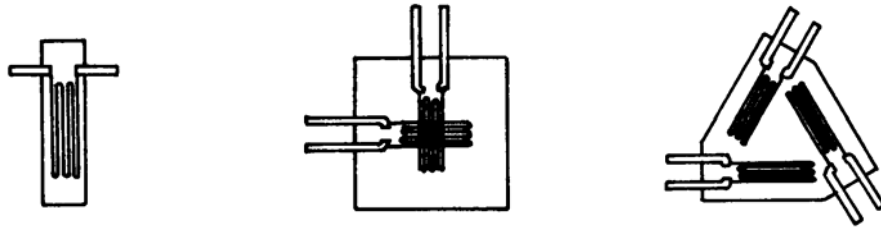


Fig. 3.13

Na Fig. 3.14 é possível observar o aspecto típico das células de carga.

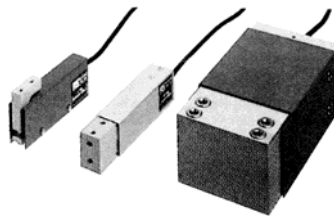


Fig. 3.14 – células de carga de 2kg, 20kg e 100kg

Outros transdutores de força utilizam uma mola que se estica na proporção da força aplicada. O alongamento da mola – um deslocamento linear – é depois convertido na variação dum parâmetro eléctrico. Uma maneira simples de medir este deslocamento resulta do esquema da Fig. 3.15. A força F estica a mola e o movimento faz deslizar o cursor dum potenciómetro linear. O potencial do ponto médio do potenciómetro é assim directamente proporcional ao deslocamento e à força aplicada.

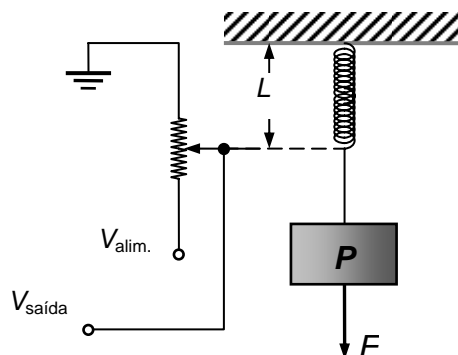


Fig. 3.15 – Princípio do funcionamento dos transdutores de deslocamento de deslocamento linear

Existem ainda transdutores de força que convertem directamente força em tensão, explorando o efeito piezoeléctrico (um cristal sujeito a pressão ao longo dum eixo produz uma tensão proporcional à força aplicada segundo o outro eixo).

Algumas das características importantes de transdutores de força/pressão são: a gama de funcionamento, a impedância de saída (cerca de 50 – 2000 Ω para um extensómetro típico), o tempo de resposta (importante quando se pretende medir impulsos de força de curta duração), a sensibilidade e a linearidade. Esta última determina em grande parte a precisão da medida de força (a linearidade típica duma célula de carga, p. ex., é 0.1% do fim de escala). A sensibilidade dum transdutor é importante para se poder determinar o ganho necessário para o sistema.

3.3.3 Transdutores de temperatura

Uma grande variedade de dispositivos e fenómenos podem ser utilizados na transdução de temperatura. Os termopares, termistores e termoresistências que referiremos em seguida, são apenas alguns exemplos.



Fig. 3.16 – Termopares de diferente tipo

Um termopar consiste na junção de dois metais diferentes (p. ex., ferro e constantan). Quando a junção é sujeita a diferenças de temperatura desenvolve-se nas extremidades dos dois metais uma diferença de potencial que é proporcional à temperatura (Fig. 3.16). A tensão produzida é muito pequena. Um termopar de cobre-constantan, p. ex., produz uma variação de cerca de 45 μ V por cada grau centígrado de variação de temperatura. Estes baixos valores de sensibilidade implicam a necessidade de circuitos de amplificação sofisticados por forma a obter níveis de tensão razoáveis. Uma alternativa (parcial) à amplificação consiste na ligação de vários termopares em série (com todas as junções sujeitas à mesma temperatura), constituindo quilo que se costuma designar por uma *termopilha*. Na Fig. 3.17 e Fig. 3.18 apresentam-se gráficos tensão vs temperatura para termopares de diferente tipo.

Quando se selecciona um termopar para uma determinada aplicação, deve ter-se em consideração não apenas a sua sensibilidade, mas também a gama de medida de temperatura, a linearidade e o tempo de resposta (pelo menos). Tipicamente, a linearidade dum termopar é muito pobre (entre 10% e 25%) o que faz com que sejam por vezes necessário construir circuitos de amplificação com características não-lineares para compensar a resposta não-linear do termopar (existem comercialmente disponíveis amplificadores de "linearização" específicos para alguns termopares). Os tempos de resposta (o tempo para a saída variar entre 10% e 90% do valor final) dos termopares depende da sua construção – especificamente dos tamanho dos condutores da junção. Os valores típicos variam entre 0.5seg. e 3.5seg., o que é

aceitável para a maior parte das aplicações, já que a temperatura é uma variável que tem normalmente uma evolução lenta ao longo do tempo.

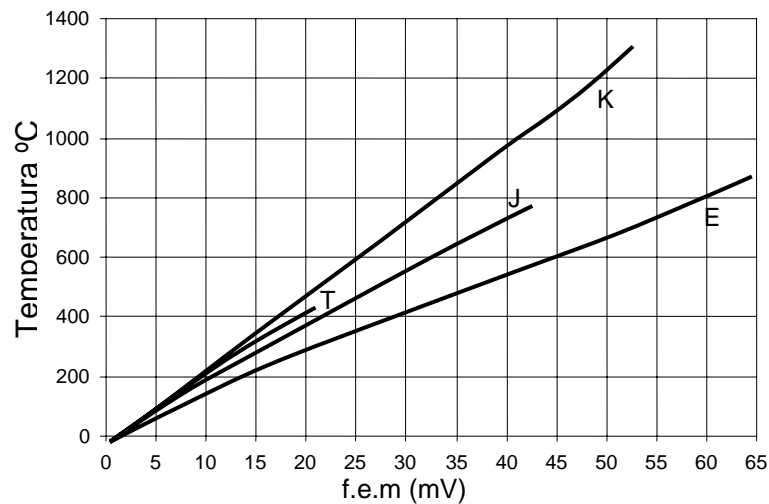


Fig. 3.17 – Temperatura vs tensão de saída para termopares (materiais para baixas temperaturas)

Tipo	Material (em maiúsculas o material positivo)	Cód. de cores dos condutores
K	CRÓMIO – Alúmen	AMARELO - Vermelho
T	COBRE – Constantan	AZUL - Vermelho
J	FERRO – Constantan	BRANCO - Vermelho
E	CRÓMIO – Constantan	VIOLETA – Vermelho

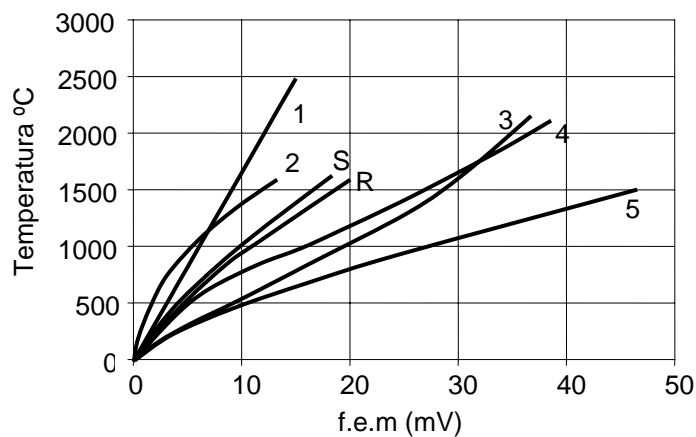


Fig. 3.18 – Temperatura vs tensão de saída para termopares (materiais para altas temperaturas)

Tipo	Material (em maiúsculas o material positivo)	Cód. de cores dos condutores
1	60% IRÍDIO 40% RÓDIO – Irídio	
2	PLATINA 30% RÓDIO – Platina 6% Ródio	
3	TUNGSTÉNIO 5% RÉNIO – Tungsténio 26% Rénio	
4	TUNGSTÉNIO – Tungsténio 26% Rénio	
5	PT 5% MOLIBDÉNIO – Pt 0.1% molibdénio	
R	PLATINA 13% RÓDIO – Platina	PRETO - Vermelho
S	PLATINA 10% RÓDIO – Platina	PRETO - Vermelho

Uma vez que termopar é um transdutor do tipo "gerador", pode ser visto como uma fonte de tensão dependente (controlada) da temperatura, com uma impedância interna muito baixa (próxima duma fonte de tensão ideal).

Quer o termistor, quer as termoresistências funcionam como resistências dependentes da temperatura. O *termistor* é construído a partir de materiais semicondutores. A resistência destes materiais diminui à medida que a temperatura aumenta: têm um coeficiente de temperatura negativo (fig. 3.19). O valor da resistência é pois uma medida da temperatura. De modo idêntico, as *termoresistências* são construídas a partir de fios de metal, que são materiais com um coeficiente de temperatura positivo. Mais uma vez, o valor da resistência está directamente ligado com a temperatura. Nas Fig. 3.20 e Fig. 3.21 apresentam-se gráficos com valores normalizados $[R(T)/R_0]$ vs temperatura para diferentes resistências de fio de metal. Valores *normalizados* significa apenas que são aqueles que se obtêm quando se toma para unidade o valor da resistência a 0°C. Para a platina, p. ex. (Fig. 3.20), obtém-se uma variação de resistência de 2.9:1 para uma variação de temperatura de 500°C. Isto pode ser traduzido para $2.9/500 \times 100\% = 0.58\%$ (0.58% de variação de resistência por cada °C). Em ohms, isto quer dizer que se seleccionar-mos uma resistência de platina de 200Ω (a 0°C), a sua resistência a 500°C seria $2.9 \times 200 = 580\Omega$, para uma sensibilidade média de $(580-200)/500 = 0.76\Omega/^{\circ}\text{C}$.

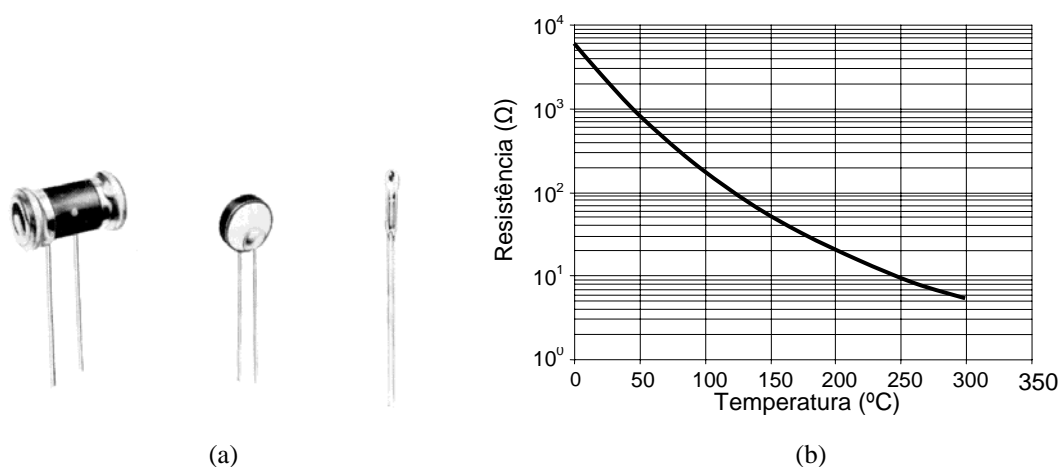


Fig. 3.19 – Termistor: (a) aspecto típico; (b) característica resistência vs temperatura

Para obter uma medida precisa da temperatura é apenas necessário medir a resistência com precisão, e a melhor maneira de o fazer é utilizando uma ponte de *Wheatstone*. A ponte converte variações de resistência em variações de tensão, pelo que a sensibilidade do conjunto ponte-resistência se mede em V/°C (no caso dos termistores e das termoresistências). Na fig. 3.22 compara-se o desempenho dos transdutores de temperatura aqui discutidos. Os dados demonstram que as termoresistências possuem muito boas características. Na verdade a maior parte dos sistemas de temperatura de precisão utilizam termoresistências (especialmente de platina, que entre outras vantagens apresenta uma

linearidade quase perfeita). Os termistores são baratos e muito sensíveis, mas possuem uma característica claramente não linear (o que pode *não* ser uma grande desvantagem em aplicações onde o que se pretende não é medir rigorosamente a temperatura, mas detectar se ela está acima ou abaixo de determinados valores). Os termopares são especialmente adequados para medir altas temperaturas e/ou fazê-lo em espaços muito reduzidos.

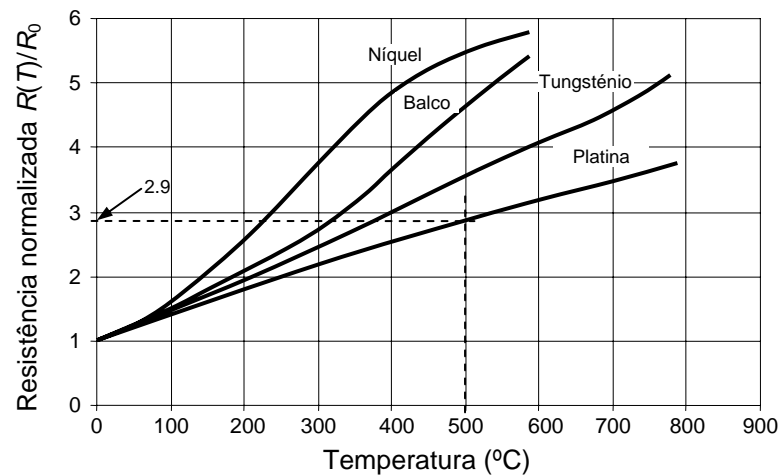


Fig. 3.20 – Curvas de Resistência vs temperatura (gama alta)

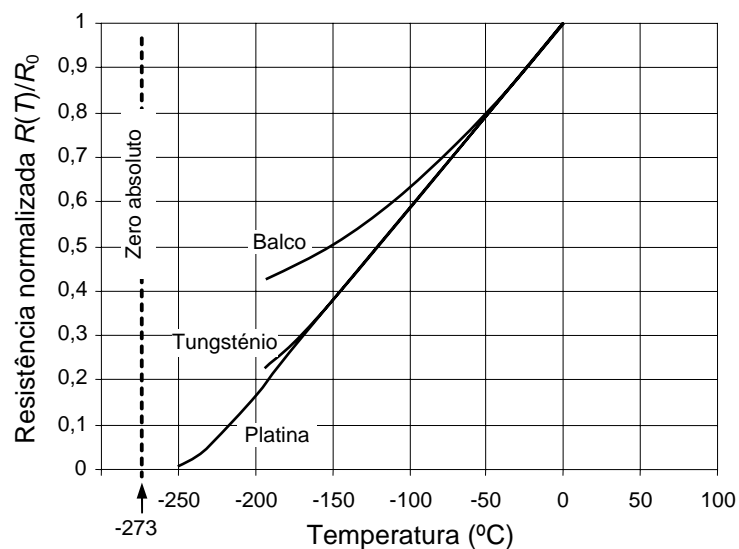


Fig. 3.21– Curvas de Resistência vs temperatura (gama baixa)

Características	Termopar	Termistor	Termoresistência
Gama de temperatura	-190°C — 2500°C	(0 absoluto←) — 320°C	-270°C — 1200°C
Linearidade	10 — 25%	10% — 25%	0.17%: -20°C — 100°C 1.62%: -20°C — 420°C
Precisão	0.1% — 5%	5%	0.01% (facilmente)
Estabilidade	Excelente	Pobre	Excelente
Nível de sinal	40mV/°C (ou menos)	500mV/°C — 1V/°C (com uma ponte)	até 200mV/°C (com uma ponte)
Medida dum só ponto	Excelente	Excelente	Pobre
Área de medida	Pode ser muito pequena	Muito pequena	Grande

Fig. 3.21 – Comparação entre alguns dados de instrumentos de medida de temperatura para diferentes transdutores

Existe outros tipos de sensores de temperatura, nomeadamente, os *osciladores controlados por cristal* e os termómetros de *junção semicondutora*. O primeiro baseia-se no facto da frequência de ressonância dos cristais depender da temperatura: uma aumento de temperatura faz aumentar as dimensões do cristal e diminuindo deste modo a sua frequência de ressonância; um oscilador cuja frequência seja controlada por um tal cristal produz uma saída cuja frequência é inversamente proporcional à temperatura. O segundo tipo de sensores explora o facto de queda de tensão numa junção semicondutora directamente polarizada ser, igualmente, depende da temperatura (note-se que esta característica dos semicondutores é normalmente indesejável para a maior parte dos circuitos electrónicos).

3.3.4 Transdutores ópticos (sensores de luz)

Como o termo indica, o *sensor de luz* ou *transdutor óptico* responde a sinais luminosos. E fá-lo não apenas para as radiações visíveis – a *luz* –, mas para um espectro de radiações mais largo que pode incluir os infravermelhos e os ultravioletas. No entanto, utilizaremos o termo luz para designar toda a gama de radiações envolvida.

Dos muitos tipos de fotossensores serão abordados apenas os seguintes: o fotocondutor, o fotodíodo, o fototransístor, a célula fotovoltaica, e o fototubo. Todos estes dispositivos respondem à intensidade da luz. A resistência do fotocondutor, p. ex., varia com a intensidade da luz que incide sobre o sensor.

Antes de prosseguirmos com mais detalhes acerca dos sensores mencionados, importa esclarecer claramente o que se entende por *intensidade da luz*. Uma vez que a luz é uma radiação electromagnética (como as emissões de rádio-frequência ou TV), é caracterizada pela sua frequência ou pelo comprimento de onda. Recorda-se que $f = \frac{c}{\lambda}$, onde c é a

velocidade da luz (300×10^6 m/seg), λ é o comprimento de onda em metros, e f é a frequência em *hertz*. Quando falamos acerca da luz, devemos especificar a sua frequência ou o seu comprimento de onda. As unidades utilizadas para exprimir o comprimento de onda são o *mícron* — μ (10^{-6} m) — e o *angstrom* — \AA (10^{-10} m).

Os comprimentos de onda entre 4000\AA e 7000\AA constituem a luz visível, isto é, as ondas electromagnéticas que podem ser vistas pelo olho humano. Contudo, o olho responde de maneira diferente para radiações de diferente comprimento de onda. É, p. ex., mais sensível à luz amarela (5600\AA) do que à vermelha (6700\AA). De modo idêntico, qualquer fotossensor possui uma curva de resposta específica. O gráfico da fig. 3.22 corresponde à resposta espectral dum fototransístor muito sensível para uma luz de 0.88μ (8800\AA). Para 0.7μ e 1.02μ , a saída já é apenas de 65% do máximo (numa base normalizada tal que ao valor máximo corresponde 100%).

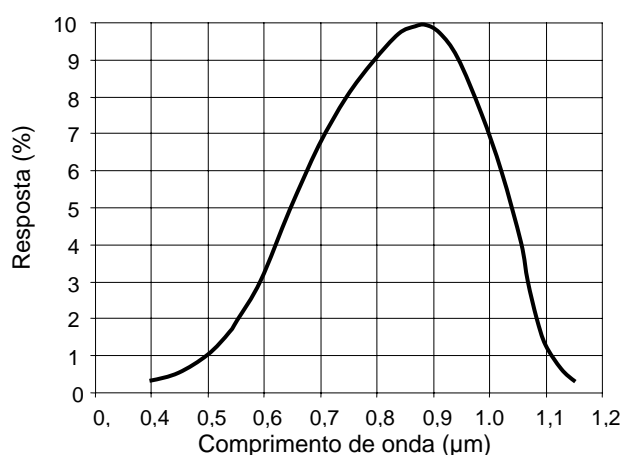


Fig. 3.22 – Curva de resposta típica dum fototransístor.

Até aqui discutimos apenas uma das características da luz – a sua frequência. Vejamos agora qual é o efeito da sua intensidade. A luz é uma onda electromagnética, ou seja, uma forma de propagação de energia. Quando a luz incide sobre uma superfície, podemos falar da quantidade de energia que atinge a superfície por unidade de tempo, ou em "potência luminosa" (em watts). Um dispositivo sensível à luz responde a este tipo de potência.

É importante recordar que a "potência luminosa" que aqui se discute deve possuir um comprimento de onda adequado. Para obter um critério mais geral, é possível descrever a resposta dum dispositivo à exposição luminosa (*irradiação*) em termos de *watts por unidade de superfície* (tipicamente, mW/cm^2). O comportamento do fototransístor pode então ser descrito em termos dum gráfico que relaciona a corrente de colector (produzida e dependente da luz irradiada) vs a irradiação em mW/cm^2 , tal como se apresenta na fig. 3.23).

Na fig. 3.24 indica-se valores aproximados da irradiação para o espectro visível (luminância) para diferentes condições de luz, que permitem ter uma ideia dos valores que estão em jogo quando se fala de irradiação e dispositivos fotossensíveis.

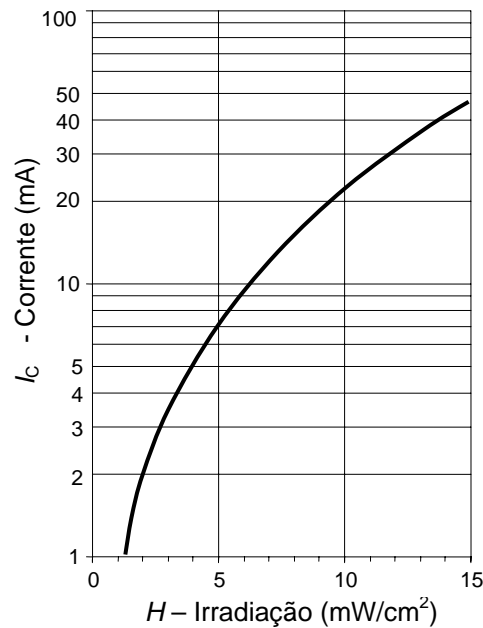


Fig. 3.23 – Curva de corrente vs irradiação para um fototransistor para $V_{CE} = 10V$; a fonte luminosa utilizada foi o filamento de tungsténio duma lâmpada à temperatura $2870^{\circ}K$.

Tipo de irradiação	Irradiação (Luminância) em mW/cm^2
Luz do sol (máximo)	14
Luz do sol (céu muito nublado)	1.4
Candeeiro de secretária (em média)	0.1
Luz do luar	2.8×10^{-5}
Mínimo detectável pelo olho humano	1.5×10^{-9}

Fig. 3.24 – Valores de irradiação típicos para o espectro visível.

É preciso fazer a distinção clara entre *irradiação total* – a energia total que incide sobre uma superfície –, e *luminância* – a energia incidente que corresponde a radiações no espectro visível. A fig. 3.18 dá-nos a irradiação para o espectro visível, a qual é essencialmente uma medida subjectiva (depende da resposta espectral do olho humano). Note-se que enquanto a luminância da luz do sol é cerca de $14mW/cm^2$, a energia total irradiada pelo sol é cerca de $100mW/cm^2$, ou seja, pode dizer-se que o olho responde apenas a cerca de 14% dessa energia.

A fotoresistência (LDR – "Light Dependent Resistor")

O funcionamento do *fotocondutor* (ou *resistência fotossensível*) depende do facto da resistência de alguns materiais semicondutores (como o sulfureto de cádmio) diminuir à medida que intensidade da luz que sobre eles incide aumenta. Este efeito (que se manifesta também para os infravermelhos e ultravioletas) deve-se ao facto da energia luminosa libertar

alguns electrões dos átomos do semiconductor, aumentando deste modo a sua condutividade (diminuindo a sua resistência). Na fig. 3.25 mostra-se o aspecto (e a estrutura) dum popular *LDR* ("*Light Dependent Resistor*"). Note-se a "janela" através da qual a luz incide sobre uma fina camada de sulfureto de cádmio.

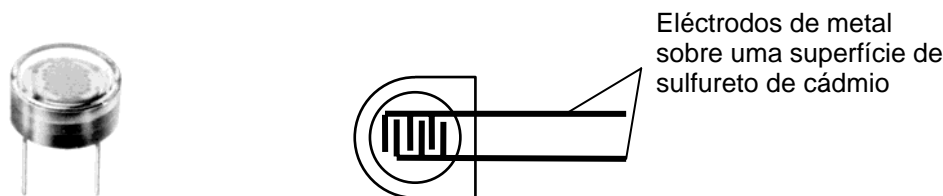


Fig. 3.25 – Aspecto e estrutura dum resistência fotossensível (LDR)

Os fotocondutores possuem uma resistência muito elevada no escuro (da ordem dos $M\Omega$) que diminui para um valor da ordem dos poucos $k\Omega$ quando sujeitos a uma luz intensa. São dispositivos muito sensíveis (uma pequena variação de luz produz uma grande variação de resistência) mas a sua característica não é linear (aproxima-se mais duma exponencial).

Quando se escolhe uma fotocondutor para uma aplicação deve seleccionar-se valores adequados de resistência no escuro e de sensibilidade. É ainda muito importante que a resposta espectral do sensor se adapte à da fonte de luz. Se, p. ex., a fonte de luz utilizada produz a maior parte das radiações na gama de 0.5μ a 0.6μ , o sensor escolhido (fotocondutor ou outro) deve apresentar o máximo de sensibilidade nesta gama para que a transdução se faça de forma eficiente.

O fotocondutor apresenta outras características importantes. O seu tempo de resposta é relativamente lento. Um dispositivo com um tempo de subida (na transição do escuro para a luz-do-dia) de 1ms é considerado muito bom (10ms é o mais comum).

Existem muitas aplicações de fotocondutores. O circuito do relé controlado por luz da fig. 3.26 é um exemplo muito simples. O relé é accionado apenas na ausência de luz. Num relé com contactos normalmente abertos, o esquema poderia ser utilizado para ligar automaticamente um sistema de iluminação quando se faz noite.

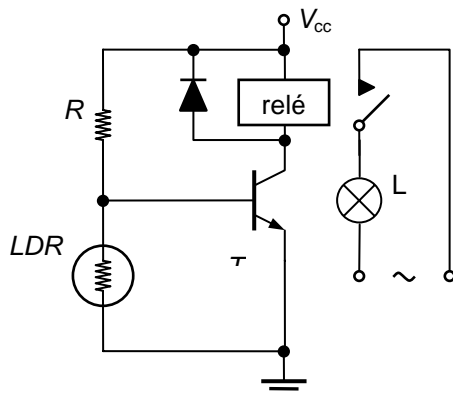


Fig. 3.26 – Relé controlado por luz.

O fotodíodo

O *fotodíodo* é consiste numa junção P-N normal inserida numa caixa que apresenta uma "janela" para permitir a incidência de luz na junção. Funciona inversamente polarizado e a corrente de fugas (de portadores minoritários) resultante é tanto maior, quanto maior for a intensidade da luz incidente. Este efeito resulta do facto da energia luminosa "quebrar" as ligações da estrutura cristalina do semiconductor, produzindo novos pares electrão-lacuna. É um dispositivo de pequenas dimensões, o que o torna especialmente adequado para aplicações onde existem limitações de espaço (fig. 3.27).



Fig. 3.27 – Fotodíodo (aspecto e símbolo).

As correntes envolvidas são muito pequenas, medindo-se em μA (em vez de mA como no caso dos fotocondutores). A relação corrente vs luz irradiada é bastante linear, sobretudo se mantiver constante a tensão inversa de polarização do díodo (fig. 3.28). Note-se, no entanto, que mesmo que a tensão de polarização varie, a corrente mantém-se praticamente constante (como acontece para qualquer díodo), significando que o fotodíodo apresenta uma resistência de saída ($\Delta V/\Delta I$) muito elevada. Por isso o fotodíodo pode ser visto como uma fonte de corrente controlada pela intensidade da luz.

A resposta em frequência (ou o tempo de resposta) do fotodíodo é outra das suas características importantes. Depende da capacidade intrínseca do díodo e é muito boa quando comparada com a de outros fotossensores. Facilmente se atingem frequências superiores de corte de 10MHz quando se utilizam fotodíodos.

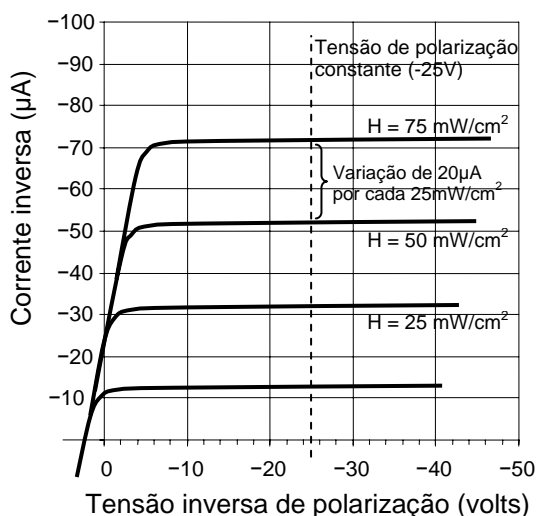


Fig. 3.28 – Característica dum fotodíodo.

O fototransistor

Um *fototransistor* é um transistor cuja corrente de colector depende de luz incidente. Na fig. 3.29 apresenta-se um conjunto de curvas características dum fototransistor típico. Como se pode constatar, as curvas são muito semelhantes às dum transistor normal, onde em vez I_B como parâmetro, aparece a luz irradiada (H) em mW/cm^2 . Para uma tensão $V_{CE} = 40\text{V}$ (constante), p. ex., uma variação da intensidade da luz de $3\text{mW}/\text{cm}^2$ para $5\text{mW}/\text{cm}^2$ provoca uma variação da corrente de colector de 3.8mA para 8mA .

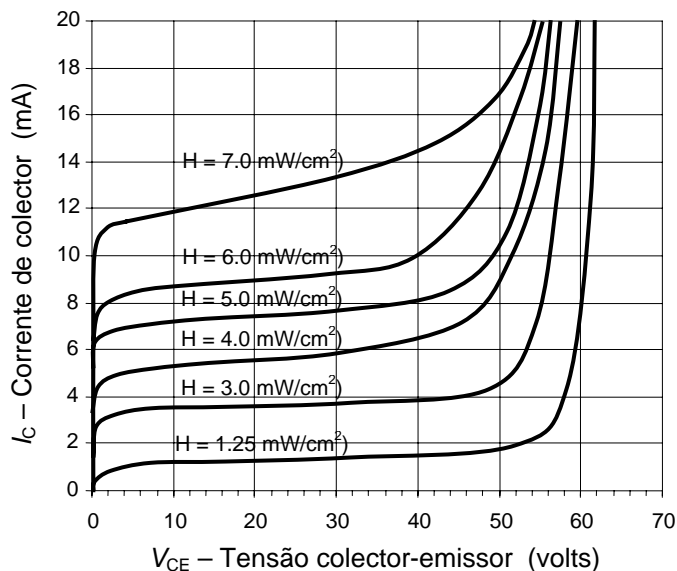


Fig. 3.29 – Curvas características dum fototransistor.

Um termo muitas vezes utilizado para descrever a resposta do fototransistor é a sua *sensibilidade colector-emissor à radiação*. Não é mais do que o equivalente ao ganho em corrente (h_{FE}) dum transistor normal. Dá-nos a variação da corrente de colector por mW/cm^2 de variação da irradiação. No exemplo anterior, a variação de corrente é $8 - 3.8 = 4.2\text{mA}$ para uma variação da intensidade luminosa de $5 - 3 \text{ mW} = 2\text{mW}/\text{cm}^2$, pelo que a sensibilidade é $(4.2\text{mA})/(2\text{mW}/\text{cm}^2) = 2.1\text{mA}/\text{mW}/\text{cm}^2$. Note-se que valores como 3 ou $5\text{mW}/\text{cm}^2$ são valores que se obtêm facilmente a partir de pequenas lâmpadas de incandescência (a curta distância).

A corrente no escuro para um fototransistor típico é cerca de 100nA , enquanto que a corrente à luz-do-dia é da ordem dos 10mA (para cerca de $6.5\text{mW}/\text{cm}^2$ de irradiação). Um factor que limita a corrente de colector é, como para qualquer transistor, a potência máxima admissível.

A fotocélula

A célula *fotovoltaica* ou (*fotocélula*) produz uma tensão proporcional à intensidade da luz que sobre ela incide. Para que seja possível obter correntes utilizáveis, as dimensões físicas das fotocélulas são muito superiores às dos fotodíodos ou fototransístores (fig. 3.30). No entanto, estes dois últimos fotossensores requerem uma fonte de tensão exterior. A fotocélula produz a sua própria tensão garantindo um valor de corrente limitado, normalmente da ordem dos 10mA.



Fig. 3.30 – Célula fotovoltaica.

As células fotovoltaicas podem ser utilizadas, quer como transdutores ópticos, quer para produzir energia eléctrica em aplicações como a alimentação de equipamento electrónico de satélites artificiais. Neste tipo de aplicação utilizam-se *células solares* que são fotocélulas de silício que se ligam em série e em paralelo por forma a obter-se valores de tensão e de corrente mais elevados. Conseguem-se assim obter valores de tensão de cerca de 0.5V (à plena luz do dia) para uma corrente máxima de 35mA/cm² de célula e um rendimento típico de 10%.

As fotocélulas possuem uma resposta em frequência pobre, uma resistência interna baixa (da ordem dos ohms), e apresentam uma boa linearidade.

O fototubo

O funcionamento do *fototubo* acenta no fenómeno da *fotoemissão*, ou seja, a emissão de electrões controlada pela intensidade da luz. O cátodo do fototubo é fabricado de material fotoemissor; assim, a corrente ânodo cátodo depende da luz incidente no cátodo. Ao ânodo é normalmente aplicado uma potencial muito elevado, tal como se faz num tubo de raios catódicos normal. As correntes produzidas são muito pequenas (fracções do mA). A sensibilidade, isto é, a razão entre a variação da corrente e a variação da intensidade da luz, é elevada.

Um melhoramento do fototubo, o *fotomultiplicador*, garante sensibilidades extremamente elevadas e pode funcionar com níveis de luz muito baixos. Possui além disso uma resposta em frequência muito boa (da ordem dos MHz).

Na fig. 3.25, resumiam-se as principais características de vários dispositivos fotossensores. Tal como para a maior parte dos transdutores de entrada, parâmetros como o tempo de resposta, impedância e sensibilidade, são da maior importância

Característica	Fotocondutor	Fotodíodo	Fototransistor	Fotocélula	Fotomultiplicador
Impedância de saída	Iluminado: 20k Ω No escuro: 1M Ω	Muito elevada	Muito elevada	Muito baixa	Muito elevada
Corrente (típica)	10mA	(μ A)	1 – 50mA	1mA (ou mais)	1mA max.
Tensão de excitação (típica)	100V (max)	50V	30V	—	1kV (ou mais)
Tempo de subida (típico)	(ms)	(μ s)	(μ s)	(ms)	< 1 μ s
Sensibilidade	Elevada	Muito elevada	Muito elevada	Baixa	Extremamente elevada
Custo	Muito baixo	Médio-baixo	Médio	Baixo	Elevado
Dimensões	Médias	Muito pequeno	Muito pequeno	Grande	Grande
Estabilidade com a temperatura	Pobre	Boa	Boa	Pobre	Boa
Linearidade	Boa	Excelente	Pobre	Média	—

Fig. 3.25 – Comparação entre diferentes fotossensores.

Algumas das aplicações típicas de fotossensores incluem a medida da intensidade da luz (nos fotómetros das máquinas fotográficas, p. ex.), câmaras de TV, relés activados por luz, cabeças de leitura de discos ópticos (para CD's, p. ex.), dispositivos transmissores e receptores para fibra óptica, etc.

3.4 Circuitos para transdutores

Como se viu no início do capítulo, os níveis de energia convertidos pela maior parte dos transdutores de entrada são extremamente baixos. Para que a sua saída seja utilizável, ao sensor segue-se sempre um bloco de "acondicionamento de sinal", que é constituído, basicamente, por circuitos amplificadores cujas características (impedância de entrada, ganho, resposta em frequência, etc.) devem ser compatíveis com as do sensor.

A saída dos sensores é normalmente de dois tipos: existem sensores como os termopares ou o microfone dinâmico que funcionam como pequenos "geradores de sinal", produzindo uma tensão que está de alguma forma relacionada com a grandeza física convertida e que pode imediatamente ser amplificada; outro tipo de sensores, como os microfones capacitivos, os extensómetros, as termoresistências, ou as fotoresistências, produzem como saída variações de resistência, capacidade, ou indutância, que têm de ser convertidas em variações de tensão (ou corrente) antes de serem amplificadas. Este tipo de conversão faz-se, frequentemente, montando os sensores numa *ponte de Wheatstone*.

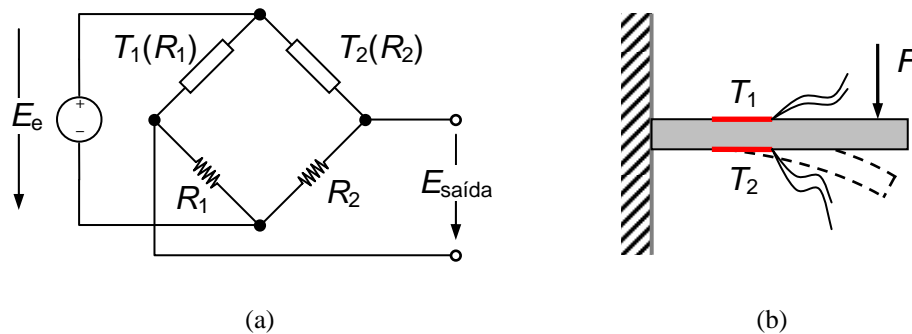


Fig. 3.26 – Princípio da utilização de extensómetros: (a) ligação em ponte de Wheatstone; (b) montagem dos extensómetros na barra.

Um circuito típico utilizado com os extensómetros (o transdutor que converte as deformações resultantes da aplicação de forças em variações de resistência), por exemplo, é o da fig. 3.26 (a). Dois extensómetros (T_1 e T_2) são montados de tal modo que a força aplicada (e que se pretende medir) produz um acréscimo na resistência de T_1 (R_1) ao mesmo tempo que a de T_2 (R_2) diminui. Um método simples de conseguir este tipo de comportamento é o que se mostra em (fig. 3.26 (b)): uma vez que os extensómetros são colados em faces opostas da barra, a força F tende a comprimir T_2 diminuindo a sua resistência, enquanto que obriga a um alongamento de T_1 , aumentando a sua resistência.

A tensão de saída da ponte $E_{saída}$ pode exprimir-se do seguinte modo:

$$E_{saída} = \frac{E_e}{4} \left(\frac{\Delta R_2}{R_2} - \frac{\Delta R_1}{R_1} \right)$$

onde ΔR_1 é a variação da resistência do extensómetro T_1 , ΔR_2 a variação da resistência do extensómetro T_2 e E_e a *tensão de excitação* da ponte. Se os dois extensómetros forem iguais,

então $|\Delta R_1| = |\Delta R_2| = |\Delta R|$, e uma vez que $\Delta R_1 = -\Delta R_2$ (as variações de resistência são em sentidos opostos), obtemos

$$E_{saída} = \frac{E_e}{4} \left(\frac{\Delta R}{R} - \frac{-\Delta R}{R} \right) = \frac{E_e}{4} \cdot 2 \frac{\Delta R}{R}$$

$$E_{saída} = \frac{E_e}{2} \cdot \frac{\Delta R}{R}$$

A tensão de saída da ponte $E_{saída}$ é (para pequenos desequilíbrios da ponte) directamente proporcional à variação relativa da resistência do extensómetro $\Delta R/R$ e à tensão de excitação da ponte, E_e . O termo $E_{saída}$ é também uma medida da força F . A sensibilidade do transdutor (incluindo a ponte) pode exprimir-se na forma $\Delta E_{saída}/F$, ou seja, a variação de $E_{saída}$ para a correspondente variação de F com um determinado valor de E_e . A utilização de dois extensómetros reduz em larga medida a influência da temperatura na tensão de saída da ponte. Uma vez que R_1 e R_2 possuem o mesmo tipo de dependência da temperatura (possuem o mesmo coeficiente de temperatura), a ponte não é desequilibrada pelas variações deste parâmetro.

Note-se que para transdutores cuja saída se traduz numa variação de capacidade ou de indutância é possível utilizar um esquema idêntico, sendo apenas necessário garantir uma tensão de excitação alternada (não pode ser constante como no caso dos transdutores resistivos). Os fabricantes de sensores fornecem frequentemente conjuntos completos, incluindo a parte mecânica, os transdutores e o circuito da ponte.

A tensão de saída duma ponte é tipicamente processada por um amplificador diferencial como o da fig. 3.27. (Por vezes utilizam-se unidades mais sofisticadas e com melhores características com é o caso do *amplificador de instrumentação*). Em qualquer os casos a ideia é amplificar a diferença de potencial entre os pontos médios dos dois braços da ponte, devendo o ganho ser ajustado de acordo com a sensibilidade de cada transdutor.

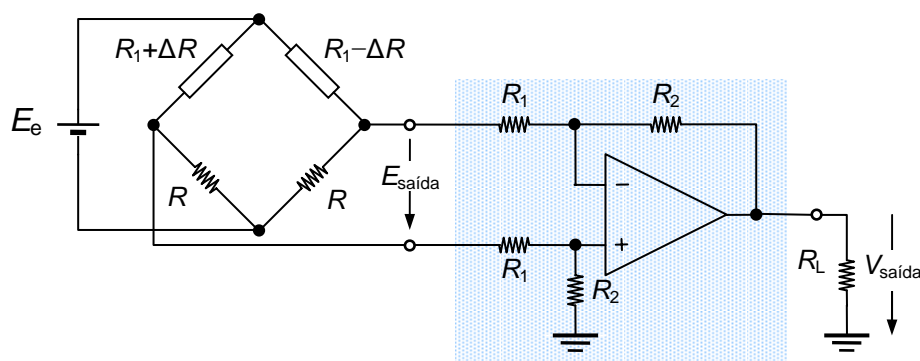


Fig. 3.27 – Amplificação da saída a ponte

Existem comercialmente disponíveis amplificadores para sensores específicos, bem como amplificadores com entradas para sensores diferente tipo (incluindo pontes de transdutores).

Exemplo 3.2

Uma ponte com dois extensómetros utilizada para medir forças possui uma sensibilidade de 2mV/V/Kgf . A resistência nominal dos extensómetros é de 300Ω (em repouso). Pretende-se que indicação da força seja mostrada num voltímetro cujo escala é convertida de volts para kg. O valor máximo da força aplicada é de 20kgf e o fim de escala do voltímetro são 10V . Para um esquema como o da fig. 3.27, e para uma tensão de excitação da ponte de $E_e = 5\text{V}$, qual deveria ser o ganho do amplificador? Qual é a variação de resistência correspondente ao valor máximo da força aplicada?

Para uma força de 20kg , a tensão de saída da ponte é

$$E_{\text{saída}} = 20\text{kgf} \times 5\text{V} \times \frac{2\text{mV/V}}{\text{Kgf}} = 0.2\text{V}$$

Para que a tensão de saída do amplificador seja 10V o seu ganho deve ser,

$$A_v = \frac{10\text{V}}{0.2\text{V}} = 50$$

Uma vez que para o amplificador diferencial da fig. 3.27 o ganho é dado por,

$$A_v = \frac{R_2}{R_1}$$

as resistências R_1 e R_2 poderiam ter os seguintes valores (p. ex.):

$$R_1 = 10\text{k}\Omega \quad \text{e} \quad R_2 = R_1 \cdot A_v = 10\text{k}\Omega \cdot 50 = 500\text{k}\Omega$$

Por outro lado, para uma ponte de dois extensómetros,

$$E_{\text{saída}} = \frac{E_e}{2} \cdot \frac{\Delta R}{R} = \frac{5\text{V}}{2} \cdot \frac{\Delta R}{R} = 0.2\text{V}$$

Logo,

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{2 \times 0.2\text{V}}{5\text{V}} = 0.08 \quad \text{ou} \quad \Delta R = 300\Omega \times 0.08 = 24\Omega$$

4 COMPONENTES DE SISTEMAS ELECTRÓNICOS

4.1 Componentes Básicos

Nos anos mais recentes, o relato feito pelos meios de comunicação social dos avanços da miniaturização que têm permitido reduzir o tamanho dos sistemas electrónicos, desde os relógios digitais até às memórias dos computadores, tornaram familiares os nomes de vários componentes electrónicos, mesmo entre os leigos. Vamos estudar em seguida os componentes que com mais frequência se encontra nos circuitos electrónicos (para além das resistências, indutâncias e condensadores, já conhecidos).

4.1.1 O Díodo Semicondutor

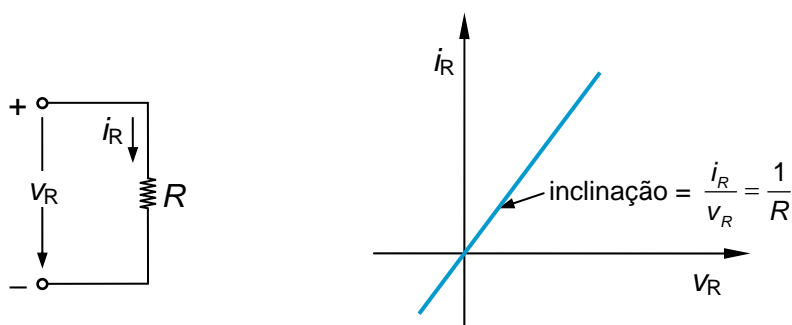


Fig. 4.1 – Característica v - i duma resistência.

A característica volts-amperes (v - i) duma resistência é descrita por uma relação tão simples – a lei de Ohm –, que por vezes perdemos de vista a sua interpretação gráfica. A característica linear duma resistência é evidente na fig. 4.1. Tal como a resistência, o *díodo*, é um componente electrónico acessível por dois terminais (o *ânodo* e o *cátodo*), mas as semelhanças ficam por aqui. Na fig. 4.2, apresenta-se o símbolo deste componente.

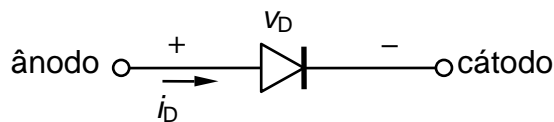


Fig. 4.2 – Símbolo do díodo

O díodo pode ser visto como uma *via de sentido único*, já que permite a passagem de corrente apenas num sentido – do ânodo para o cátodo. Na fig. 4.3 apresenta-se a característica v - i dum díodo *ideal*, sendo evidente o seu comportamento claramente não-linear.

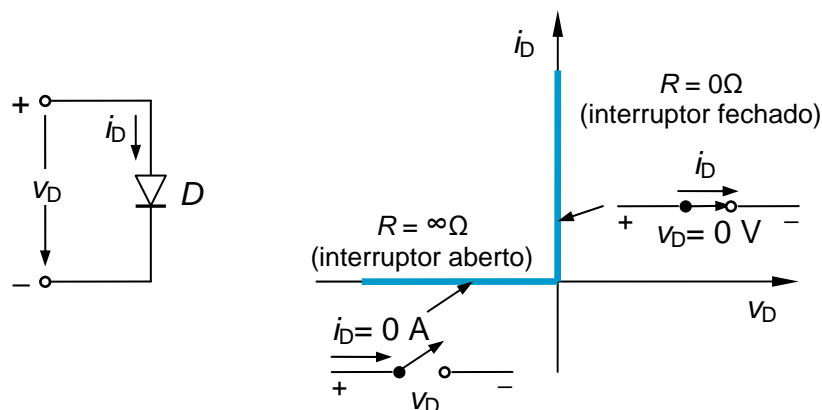


Fig. 4.3 – Característica v - i do díodo ideal.

Note-se que para valores negativos de v_D , o díodo ideal *comporta-se como um circuito aberto*, uma vez que qualquer que seja a tensão aplicada aos seus terminais a corrente i_D é zero. Para valores de v_D positivos, o díodo *comporta-se como um curto-circuito*, ou seja, $v_D = 0V$ qualquer que seja i_D . Assim, um díodo também pode ser visto como um *interruptor electrónico cujo estado de condução ou não-condução é determinado pela polaridade de v_D* : um díodo conduz se está *directamente polarizado* (ou seja, $v_D > 0$), e não conduz quando está *inversamente polarizado* ($v_D < 0$, ver fig. 4.4).

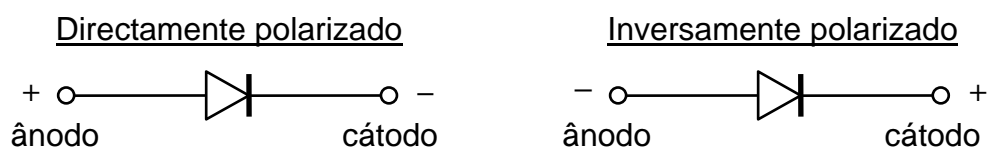


Fig. 4.4

Vejamos melhor como se comporta o díodo ideal, por meio de alguns exemplos.

Exemplo 4.1

Uma das principais aplicações do díodo é na produção duma tensão contínua a partir duma fonte alternada, num processo a que se chama *rectificação*. Na fig. 4.5, apresenta-se o esquema dum circuito capaz de cumprir esta função: o *rectificador de meia-onda*.

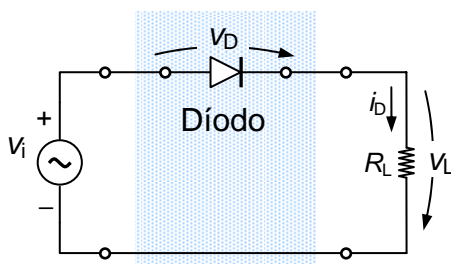


Fig. 4.5 – Rectificador de meia-onda

Supondo que a fonte de tensão é sinusoidal, $v_i = V_m \sin(\omega t)$, qual será a forma de onda da tensão aos terminais da resistência de carga R_L ?

A lei de Kirchhoff para a tensão aplicada ao circuito da fig. 4.5, determina que,

$$v_i(t) = v_D + v_L = v_D + R_L i_D \quad \text{ou} \quad i_D = \frac{v_i - v_D}{R_L}$$

Esta equação contém duas incógnitas, v_D e i_D , que estão relacionadas com a característica $v-i$ do díodo. A solução para i_D ou v_D , requer portanto a "substituição" da curva $v-i$ do díodo na equação, o que se pode fazer do seguinte modo: de acordo com a característica do díodo a corrente só pode circular no circuito no sentido que se arbitrou como positivo ($i_D > 0$), mas para tanto é necessário que $v_i > v_D$; contudo, quando o díodo conduz $v_D = 0V$, ou seja, para que a corrente circule, é necessário que $v_i > 0V$; para $v_i < 0$, o díodo não conduz e a corrente $i_D = 0A$.

Esta discussão pode resumir-se desenhando dois circuitos, um para $v_i > 0$ (quando o díodo conduz), outro para $v_i < 0$ (quando o díodo está bloqueado). É o que se mostra na fig. 4.6. Utilizando os circuitos da figura, é agora possível determinar i_D e v_D .

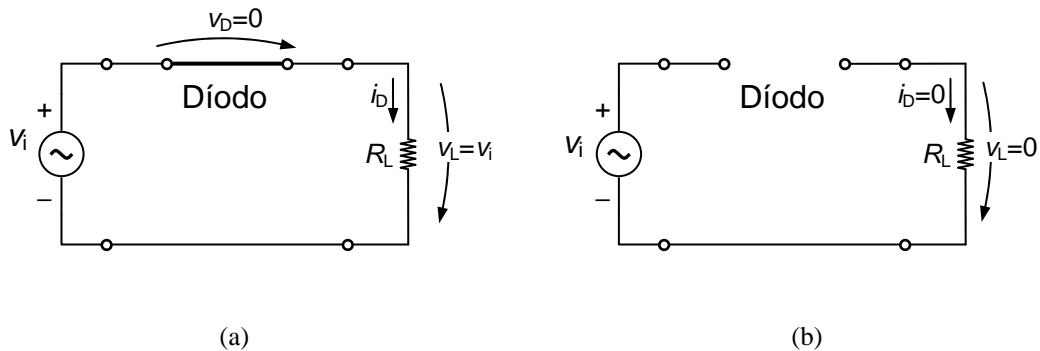


Fig. 4.6 – Circuito da fig. 4.5 quando: (a) o díodo conduz; (b) o díodo não conduz.

A corrente i_D é dada por,

$$i_D = \begin{cases} \frac{v_i}{R_L} = \frac{V_m}{R_L} \sin(\omega t) & \text{quando } v_i > 0 \\ 0 & \text{quando } v_i < 0 \end{cases}$$

e

$$v_L = R_L i_D$$

Na fig. 4.7 estão representadas as formas de onda da tensão de entrada v_i e da tensão na carga v_L . Note-se que a corrente i_D tem a mesma forma de onda da tensão v_L – uma *meia-onda* sinusoidal. O facto das formas de onda de v_L e i_D não ser sinusoidal, confirma o comportamento não-linear do díodo.

O valor médio da tensão v_L é claramente diferente de zero e pode ser calculado de acordo com,

$$V_{Lcc} = \frac{1}{T} \int_0^T V_m \sin(\omega t) dt = \frac{V_m}{\pi}$$

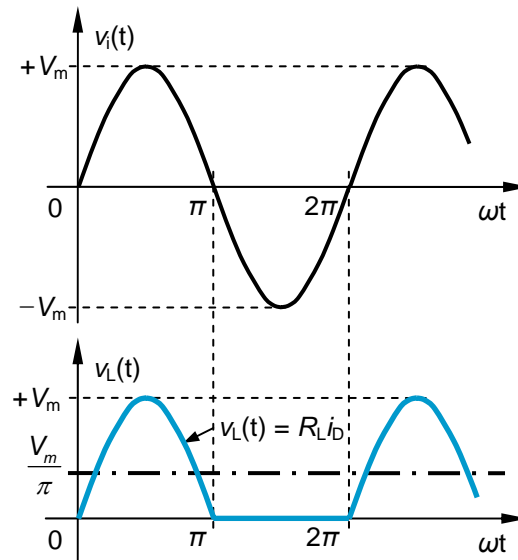


Fig. 4.7 – Formas de onda do circuito da fig. 4.5.

Exemplo 4.2

O circuito da fig. 4.5, pode ser visto como um *bloco rectificador*, que permite obter a partir duma entrada alternada, uma saída continua (fig. 4.8). Contudo, como se viu no exemplo anterior, a forma de onda obtida na resistência de carga a partir dum rectificador de meia onda, é apenas cerca de 32% do valor máximo da sinusóide de entrada (V_m). O *detector de pico* (ou de *envolvente*) da fig. 4.9 (a), permite obter na saída uma tensão aproximadamente constante, cuja amplitude se aproxima do valor máximo da tensão de entrada, sendo por isso utilizado na implementação de *fontes de alimentação* de corrente contínua. O circuito também é utilizado nos receptores AM de rádio, para detectar a envolvente duma portadora *modulada em amplitude*.

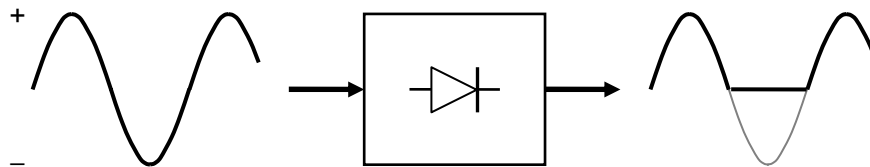


Fig. 4.8 – Bloco rectificador.

O funcionamento do detector de pico explica-se facilmente, supondo que a tensão de entrada é sinusoidal e admitindo (para já), que a resistência R_L (a tracejado na figura) é

removida do circuito ($R_L = \infty$). Supondo que inicialmente o condensador está descarregado ($v_C = v_L = 0V$), a partir de $\omega t = 0$, e durante todo o primeiro quarto de ciclo, o díodo está directamente polarizado, comportando-se por isso como um curto-circuito. A corrente que percorre o circuito carrega o condensador e a tensão aos seus terminais segue a tensão v_i ($v_L = v_i$). Quando $\omega t = \frac{\pi}{2}$ a tensão no condensador atingiu o valor máximo, $v_L = V_m$. A partir de então, a tensão v_i decresce, mas o mesmo não pode acontecer a v_L , uma vez que para tanto, a corrente de descarga do condensador teria que circular através do díodo no sentido inverso. Uma vez que o díodo não permite a passagem da corrente no sentido inverso, o condensador não pode descarregar, mantendo assim aos seus terminais tensão de pico V_m (fig. 4.9 (b)).

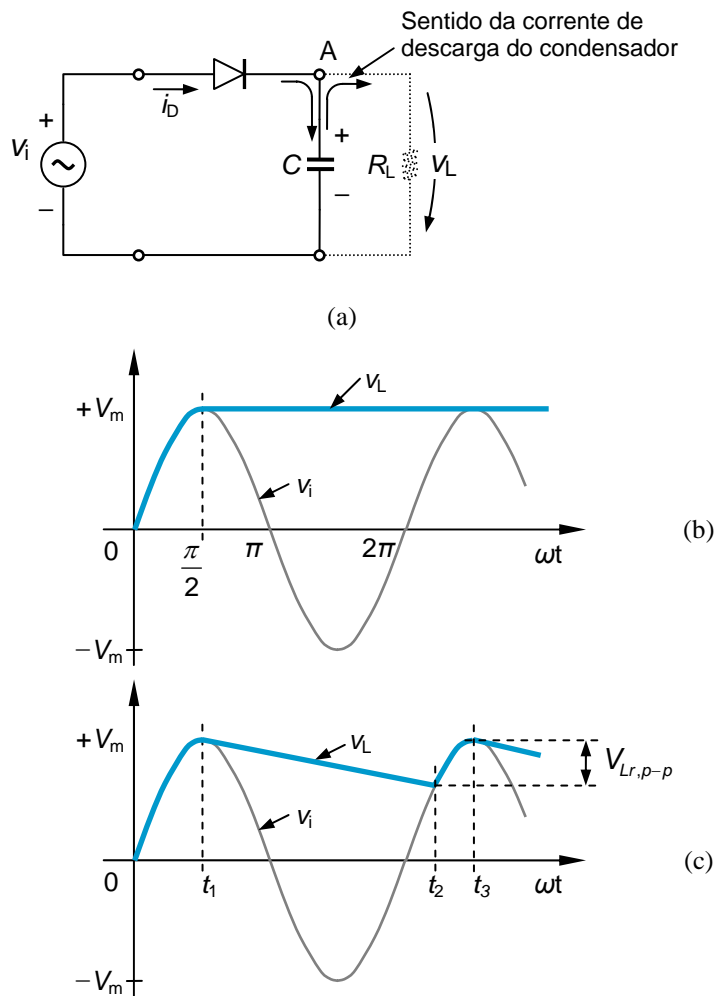


Fig. 4.9 – Detector de pico: circuito; (b) forma de onda para $R_L = \infty$; (c) forma de onda para uma constante de tempo $R_L C$.

Para o caso de $R_L \neq \infty$, a tensão de saída do detector de pico (v_L) é a indicada na fig. 4.9 (c). A partir desta figura verificamos que uma vez mais $v_L = v_i$ durante o primeiro quarto de ciclo, pois o díodo comporta-se como novamente como um curto-circuito. No instante t_1 , atinge-se valor máximo da tensão de saída, mas agora o condensador já se pode

descarregar – através da resistência de carga R_L . Em consequência da descarga do condensador a tensão v_L decai exponencialmente entre os instantes t_1 e t_2 , de acordo com a equação,

$$v_L = V_m e^{-\frac{(t-t_1)}{R_L C}}$$

Note-se que quando mais pequeno for o valor do produto $R_L C$ (a *constante de tempo* de descarga do condensador) mais rapidamente decresce a tensão de saída v_L , ou seja, maior é amplitude da componente alternada ou "*ripple*" da saída. Era possível demonstrar (partindo da equação que descreve a evolução exponencial de v_L) que a amplitude pico-a-pico do "*ripple*" ($V_{Lr,p-p}$ na fig. 4.9 (c)) é, aproximadamente,

$$V_{Lr,p-p} \approx \frac{V_m}{f \cdot R_L C}$$

onde f é a frequência da sinusóide de entrada. O valor médio da tensão de saída v_L é assim (aproximadamente),

$$V_{Lcc} \approx V_m - \frac{1}{2} V_{Lr,p-p} = V_m \left(1 - \frac{V_m}{2f \cdot R_L C} \right)$$

Note-se que quando R_L (ou C) se aproxima de infinito, o valor médio da tensão de saída v_{Lcc} aproxima-se de V_m , como seria de esperar.

Funcionamento do díodo semiconductor – junção P-N

O díodo *semiconductor* é um componente fundamental, a partir do qual se desenvolveram todos os restantes dispositivos semicondutores.

Os semicondutores são materiais cuja resistividade se situa entre a dos isoladores e a dos condutores. São fabricados a partir do *silício* ou do *germânio*, mas graças à sua maior capacidade para suportar o calor e à maior resistência à passagem da corrente no sentido inverso, os semicondutores de silício são de longe os mais utilizados.

O silício (*Si*) é o principal componente da areia (não existe no estado puro). O seu átomo possui quatro electrões na sua orbita externa (electrões de valência), que compartilha com quatro dos seus vizinhos num arranjo regular, formando uma estrutura cristalina estável (ver fig. 4.10).

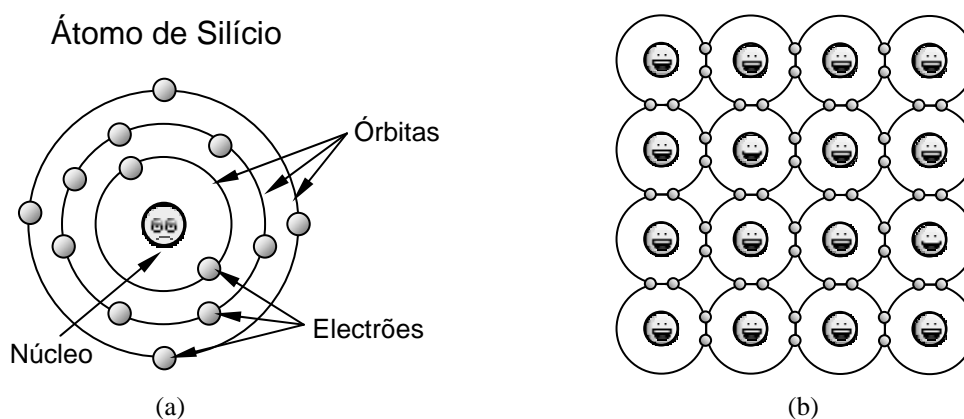


Fig. 4.10 – Silício: (a) átomo; (b) estrutura cristalina (mostram-se apenas os electrões da última camada).

A matéria-prima dos semicondutores é abundante: o silício ocupa cerca 28% da crosta terrestre (somente o oxigénio é mais abundante). Compartilha com o diamante a sua estrutura cristalina e outras propriedades, mas não é transparente (quando purificado é cinzento escuro).

O silício puro comporta-se como um material isolador e é de pouca utilidade. No fabrico de semicondutores ele é fundido e adicionam-se-lhe outros elementos (normalmente fósforo ou boro) num processo que se designa por *dopagem*. Depois do silício arrefecer, formam-se de novo cristais com os elementos adicionados regularmente distribuídos.

Os elementos dopantes ou possuem excesso de electrões (como é o caso do átomo do fósforo), ou deficiência de electrões (caso do boro) nas suas órbitas externas. O silício dopado com fósforo possui um excesso de electrões ou de portadores de carga negativa, constituindo aquilo que se costuma designar por semiconductor do *tipo-n* (ver fig. 4.11). Quando dopado com boro possui uma deficiência de electrões, a que corresponde um excesso de portadores de carga positiva ou de *lacunas*. Neste caso trata-se dum semiconductor do *tipo-p*.

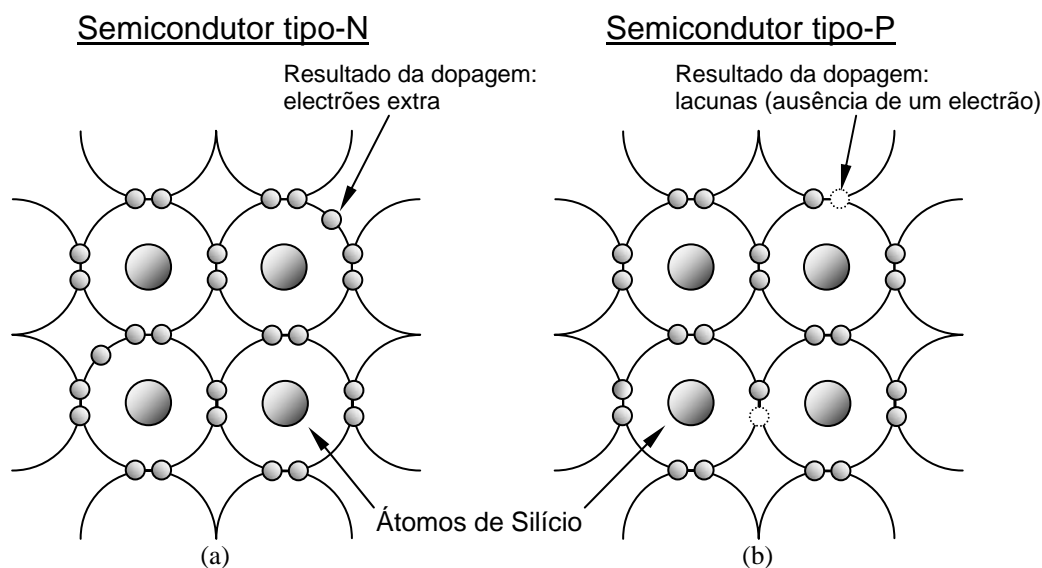


Fig. 4.11 – Silício dopado: (a) semicondutor tipo-*n*; (b) semicondutor tipo-*p*.

Ambos os tipos de semicondutor – tipo-*n* e tipo-*p* – conduzem electricidade em ambos os sentidos, podendo funcionar como resistências. A sua resistividade depende do número de electrões e lacunas em excesso.

Se juntarmos uma pastilha de material semicondutor do tipo-*n* e uma do tipo-*p* (fig. 4.12), a circulação de corrente eléctrica ainda é possível, *mas apenas num dos sentidos*. É este o princípio do funcionamento do *díodo semicondutor*. À superfície de contacto entre os dois tipos de material chama-se *junção P-N*.

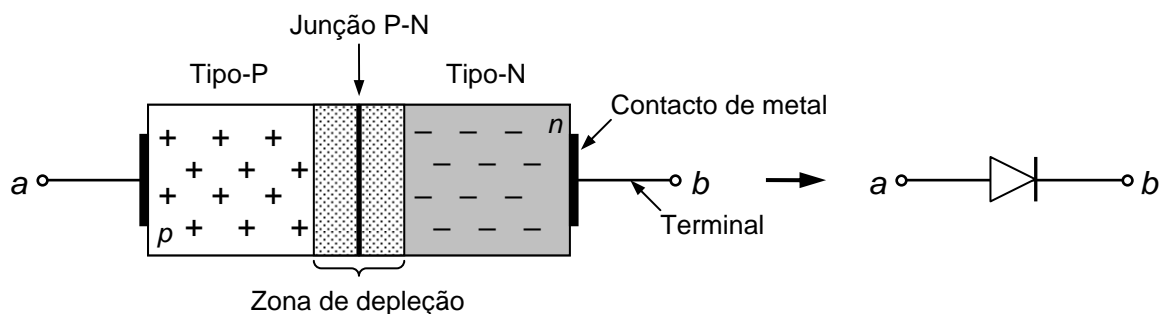


Fig. 4.12 – Junção P-N

Vejamos em seguida, numa explicação muito superficial, como funciona o díodo de junção *P-N*. Logo que se juntam os dois materiais semicondutores, verifica-se a deslocação através da junção (por um processo de difusão) de electrões do lado *N* (onde são maioritários) para o lado *P*. Aqui os electrões *combinam-se* com as lacunas (em excesso no lado *P*) e, deste modo, forma-se na vizinhança da junção uma região neutra, sem portadores de carga livres, que se designa por zona de *depleção* (ver fig. 4.12). Esta região, cuja largura típica é inferior a 10^{-6}m , forma uma *barreira de potencial* que se opõe à passagem de corrente no díodo. Quando se aplica uma diferença de potencial aos terminais do díodo, a largura e,

consequentemente, a resistência da zona de depleção à passagem de corrente, aumenta ou diminui consoante a polaridade da tensão aplicada.

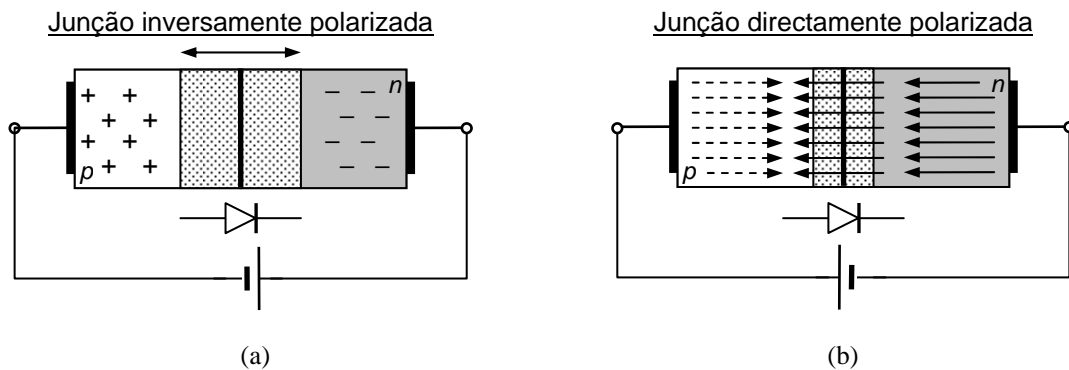


Fig. 4.13 – Estados de não-condução e de condução da junção P-N: (a) o díodo inversamente polarizado não conduz; (b) quando directamente polarizado conduz.

O díodo da fig. 4.13 (a) está inversamente polarizado, uma vez que o cátodo (material do tipo-*n*) está ligado ao lado positivo da fonte, e o ânodo (material do tipo-*p*) ao lado negativo. Com díodo polarizado deste modo, os electrões são atraídos para o terminal positivo da fonte e as lacunas para o lado negativo; o número de portadores de carga de ambos os lados da junção diminui, a largura (e a resistência) da zona de depleção aumenta, *não sendo possível a condução de corrente eléctrica*.

Na fig. 4.13 (b), o díodo está directamente polarizado. Com uma tensão aplicada pequena (tipicamente 0.6V para os díodos de *Si*) é possível vencer a barreira de potencial oferecida pela zona de depleção e o *díodo conduz*. O terminal positivo na fonte ligado ao ânodo atrai os electrões no lado *P*, aumentando aí a concentração de lacunas. Estas combinam-se com os electrões que atravessam a junção, repelidos pelo terminal negativo da fonte ligado ao cátodo (lado *N*).

Na fig. 4.13 (b), as setas a tracejado representam o movimento de lacunas, e as setas a cheio o de electrões. Como se pode constatar, no material de tipo-*p* os portadores de carga maioritários são as lacunas, enquanto que no material do tipo-*n* são os electrões.

Característica v - i do díodo de junção

Os díodos reais apresentam características e limitações que os tornam diferentes do díodo ideal referido no início do capítulo.

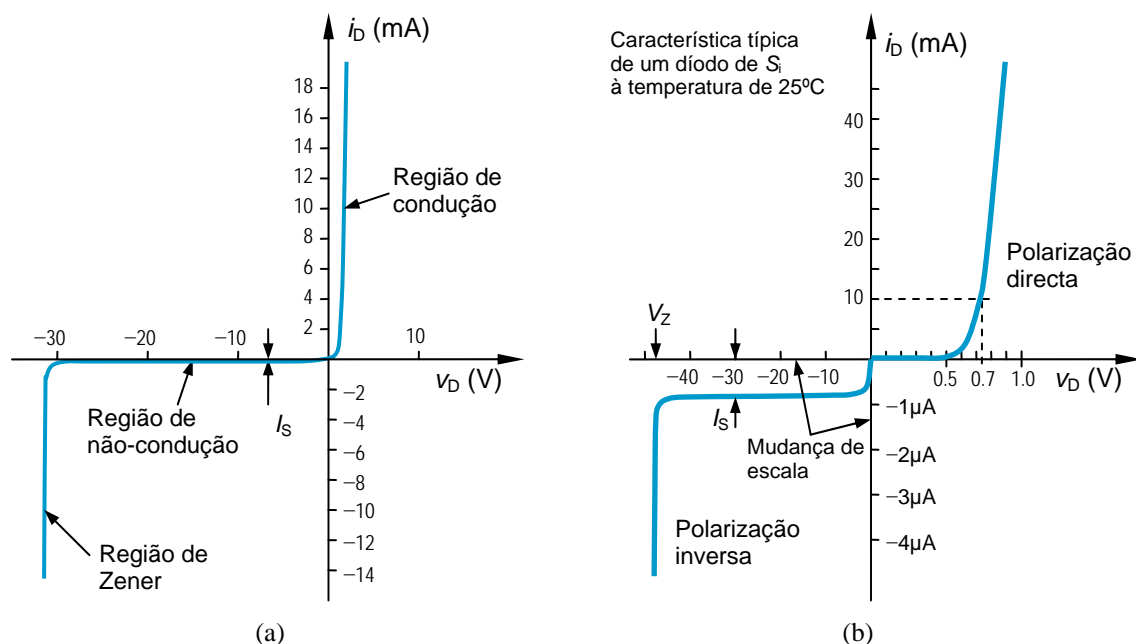


Fig. 4.14 – (a) Característica v - i do díodo real; (b) vista expandida da característica (note-se a mudança de escala para valores negativos da tensão e da corrente).

A fig. 4.14 ilustra a característica v - i do díodo de junção de silício, sendo claro que, excepto para tensões inversas de valor elevado, se aproxima da característica do díodo ideal de forma excelente. Na fig. 4.14 (b) apresenta-se uma vista expandida da característica do díodo, para que se possa observar melhor o seu comportamento. Quando está polarizado directamente (valores positivos de v_D), o díodo conduz mas não se comporta como um curto-circuito perfeito: tensão aos seus terminais não é 0V mas mantém-se aproximadamente constante (independente da *corrente directa* do díodo), em torno de cerca de 0.7V. (Para os díodos de germânio ela é mais pequena, tipicamente, 0.3V.) Quando polarizado inversamente ($v_D < 0$) o comportamento do díodo aproxima-se ainda mais do ideal (circuito-aberto), uma vez que a *corrente inversa* que então circula é tão pequena que normalmente pode ser desprezada. Contudo, se a *tensão inversa* do díodo ultrapassar um determinado valor de *ruptura*, o díodo entra bruscamente em condução. A tensão V_Z para a qual isso acontece (cerca 40V para o díodo da fig. 4.14) designa-se por tensão de *Zener*. À maior dos díodos não é permitido funcionar na *região de Zener*, sob o risco de se provocar a sua destruição.

Uma diferença importante entre o díodo ideal e o díodo de junção, é que o primeiro não dissipa potência. De facto, o valor instantâneo da potência dissipada em condução num díodo ideal seria,

$$p_D = v_D \cdot i_D = 0V \cdot i_D = 0W$$

e no seu estado de não-condução a potência dissipada seria,

$$p_D = v_D \cdot i_D = v_D \cdot 0 = 0W$$

A potência dissipada num díodo real não é nula, embora só tenha significado quando o díodo conduz ($p_D \approx 0.7V \cdot i_D$). De qualquer modo, *a potências dissipada num díodo ou em qualquer componente que funcione como interruptor electrónico é muito pequena, quando comparada com a potência dissipada nos componentes que têm um comportamento linear.*

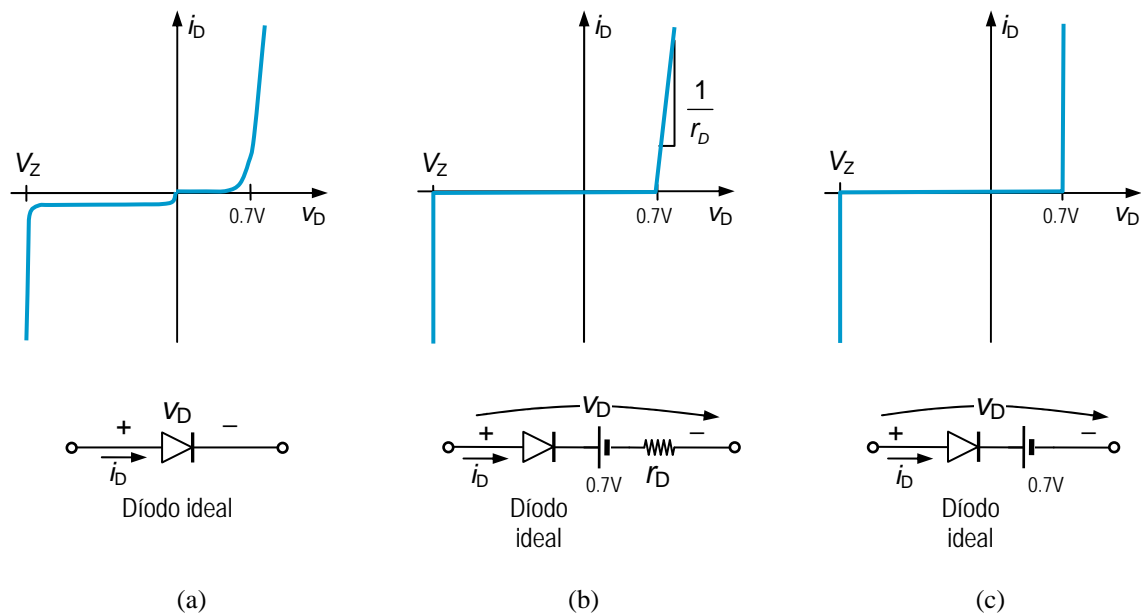


Fig. 4.15 – Diferentes aproximações da característica v - i do díodo real. e modelos correspondentes.

Na análise de circuitos com díodos, só muito raramente se tem em conta a característica v - i do díodo real. A maior das vezes é mesmo aceitável admitir que os díodos são ideais. Quando necessário é possível obter características aproximadas por um processo de *linearização por partes* da característica do díodo real, tal como ilustra a fig. 4.15. A aproximação da fig. 4.15 (c) é a mais utilizada, isto é, admite-se que a queda de tensão em no díodo condução é 0.7V (constante). Na fig. 4.16 apresenta-se a saída do rectificador de meia onda do exemplo 4.1, admitindo uma queda de tensão de 0.7V (constante) no díodo.

Normalmente dos díodos são encapsulados em pequenos cilindros de vidro, cerâmica ou plástico, com um aspecto parecido com o da fig. 4.17. Note-se a banda escura, que indica o terminal do cátodo. Existem díodos para as mais variadas aplicações. Na fig. 4.18, descrevem-se alguns deles.

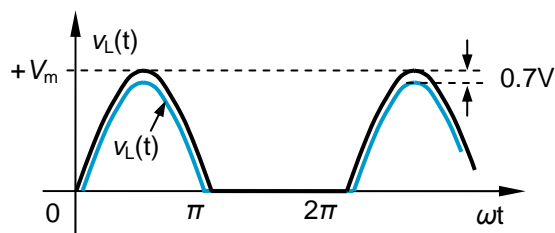


Fig. 4.16 – Tensão de saída do rectificador de meia-onda admitindo que a queda tensão no díodo em condução é 0.7V (constante).

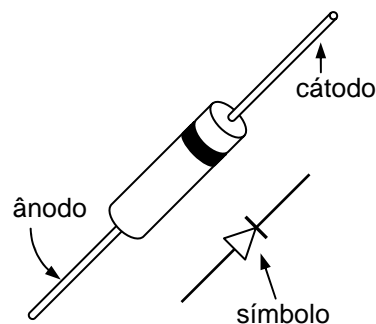


Fig. 4.17

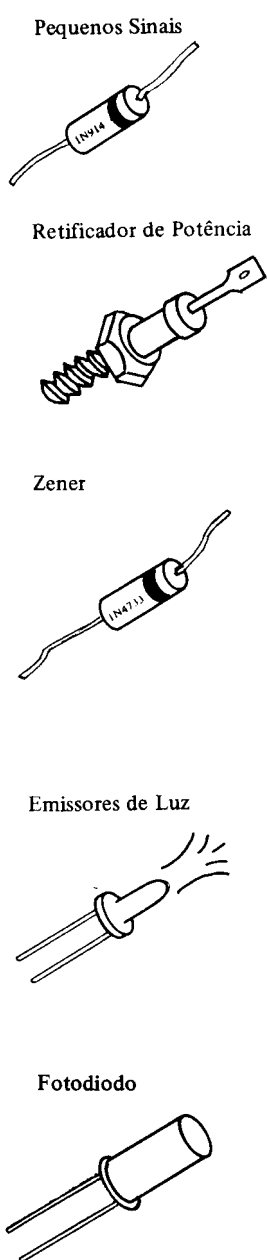


Fig. 4.18

Os díodos para pequenos sinais são normalmente utilizados como rectificadores para correntes de pouca intensidade, para detectar sinais de rádio, efectuar operações lógicas, absorver picos de tensão, etc.

Do ponto de vista funcional, os díodos de potência são idênticos aos de sinal, mas são capazes de conduzir correntes de valor elevado e bloquear tensões superiores. Possuem um caixa metálica à qual normalmente se associa um dissipador para facilitar a transferência de calor para o exterior. São sobretudo utilizados em fontes de alimentação de potência elevada.

O *díodo de Zener* é especialmente concebido para poder funcionar numa região proibida para os outros díodos: a região de Zener. Funciona normalmente inversamente polarizado, garantindo aos seus terminais tensões aproximadamente constantes entre $V_z = 2V$ e $V_z = 200V$ (dependendo dos díodos). São muitas vezes utilizados em fontes de alimentação.

Todos os díodos emitem alguma radiação electromagnética quando conduzem. Díodos fabricados a partir de certos semicondutores emitem uma radiação bastante superior à dos díodos de silício. São os chamados *díodos emissores de luz*, mais conhecidos por LEDs (Light Emitting Diodes). As cores mais vulgares são o verde, o vermelho e o amarelo.

Todos os díodos reagem de alguma forma quando são iluminados. Os díodos especialmente concebidos para detectar a intensidade da luz chamam-se *fotodíodos*. Possuem uma janela de plástico ou vidro para permitir que a junção fique exposta às radiações. O silício é um material apropriado para o fabrico de fotodíodos.

Os fabricantes de componentes electrónicos especificam quais são os limites de operação de cada dispositivo. Fazem-no, normalmente, através da indicação de valores máximos admissíveis para a amplitude da tensão e para a intensidade da corrente. Se, por má utilização, esses limites forem ultrapassados, põe-se em risco a integridade dos componentes. Em relação ao diódo (ver fig. 4.19) já referimos um dos seus limites: a tensão de Zener ou *tensão inversa máxima* V_{Rmax} , que o diódo pode suportar sem romper (entrar em condução apesar de inversamente polarizado); se por descuido permitirmos que um diódo funcione na região de Zener, a potência dissipada é de tal modo elevada que o diódo arde ao fim de pouco tempo (excepto no caso do diódo de Zener). De acordo com a aplicação do diódo, V_{Rmax} pode variar entre poucos volts e alguns milhares de volts. Também existe um limite para a corrente máxima que pode atravessar o diódo quando conduz (I_{Fmax}). Consoante a aplicação, também o valor de I_{Fmax} varia – entre poucas dezenas de miliamperes até milhares de amperes.

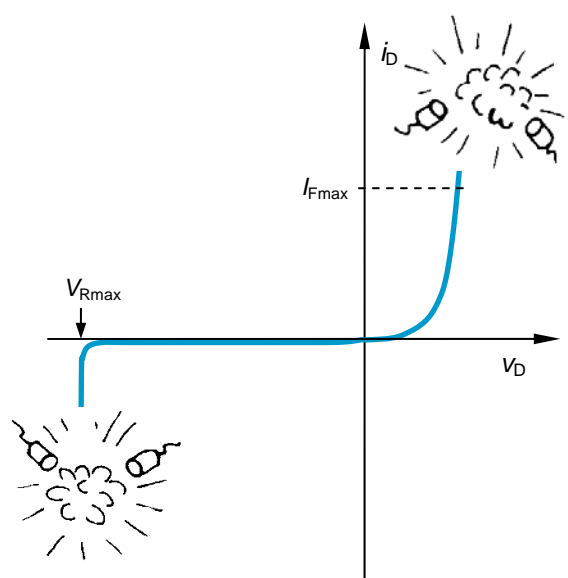


Fig. 4.19 – Limites de operação do diódo.

4.1.2 O Transístor Bipolar

Os *transístores* são os pequenos dispositivos semicondutores que décadas atrás revolucionaram o mundo da electrónica, afectando, indirectamente, a vida e todos nós. Estão disponíveis como componentes separados (ou *discretos*) como os da fig. 4.20, ou fazem parte de circuitos integrados (CIs), onde milhares de transístores podem ser *empacotados* numa só pastilha de silício.



Fig. 4.20 – Diferentes tipos de transístores

O transístor funciona basicamente num de dois modos: como interruptor electrónico de alta velocidade e como amplificador. Os interruptores electrónicos são superiores aos interruptores mecânicos (relés, p. ex.) por várias razões: são mais baratos, mais compactos, podem *comutar* (ligar e desligar) muito mais rapidamente, possuem um tempo de vida superior (virtualmente ilimitado para circuitos electrónicos bem projectados), controla-se facilmente, etc. Nos circuitos dos computadores, p. ex., os transístores funcionam como interruptores: estão sempre ou ligados ou desligados. Por isso se designam por circuitos *digitais* (ou *binários*). Já nos amplificadores funcionam normalmente como dispositivos lineares, sendo utilizados para aumentar os sinais aplicados à sua entrada. O sinal proveniente duma antena de TV, p. ex., é pequeno (cerca de $500\mu\text{V}$) e tem que ser amplificado para que possa produzir uma imagem num tubo de raios catódicos (alguns volts, dependendo do tubo).

Construção e funcionamento do transístor bipolar

Existem dois tipos básicos de transístores: o transístor *bipolar*, que estudaremos em seguida, e o transístor *unipolar* ou de *efeito de campo*, que será referido de forma breve, mais tarde.

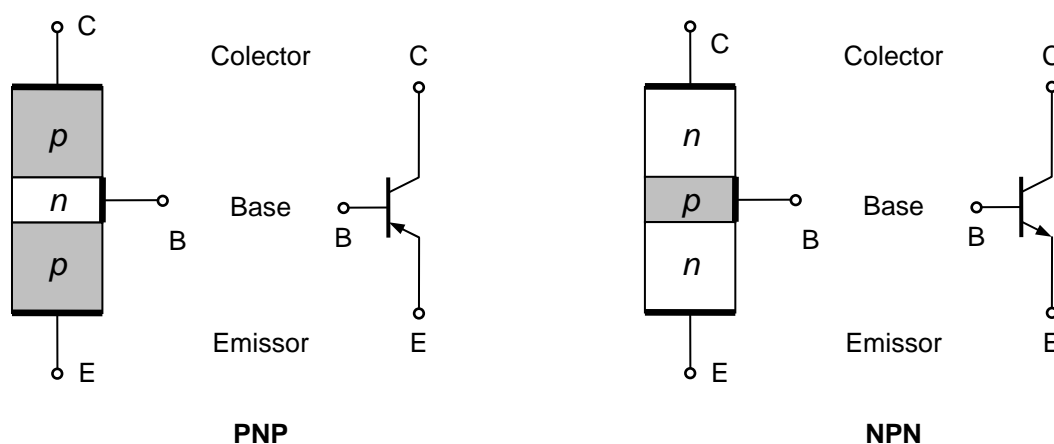


Fig. 4.21 – Transístor bipolar

No funcionamento do transistor bipolar intervêm portadores de carga de ambos os sinais (electrões e lacunas). Daí a razão do seu nome. É um dispositivo acessível por três terminais – o *emissor*, a *base* e o *colector* –, consistindo basicamente em duas junções P-N no mesmo cristal semiconductor (quase sempre silício). Uma fatia muito fina e levemente dopada de material do tipo-*n* ou do tipo-*p* (a base), é colocada entre duas fatias muito mais espessas de material de tipo oposto, e com uma grande concentração de portadores de carga (o colector e o emissor). A fig. 4.21 mostra as duas configurações possíveis, juntamente com os símbolos dos transístores *N-P-N* e *P-N-P*. Note-se que é a seta dos símbolos – indicando o sentido possível para a corrente (de acordo com a convenção habitual) – que permite distinguir os dois tipos.

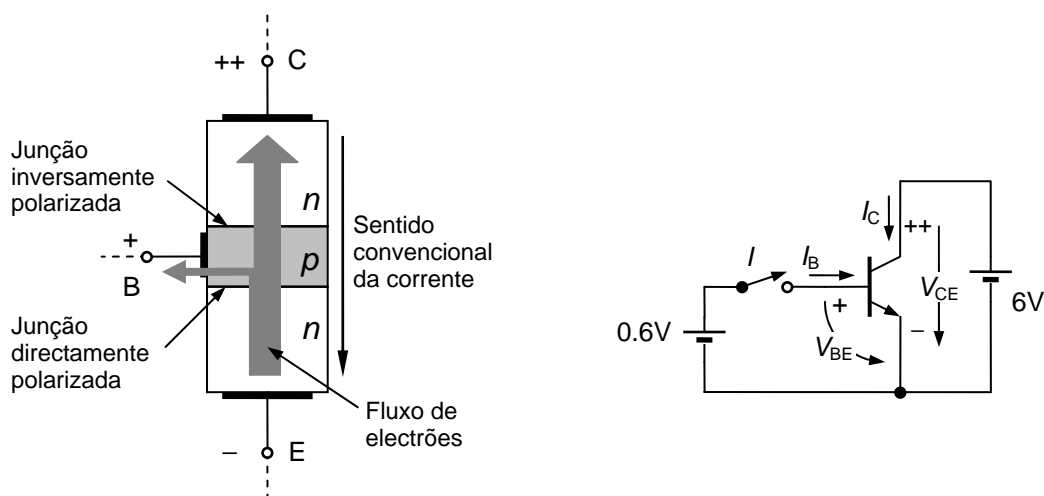


Fig. 4.22 – Funcionamento do transistor

Para que um transistor possa conduzir é necessário que ambas as junções estejam correctamente polarizadas. Vejamos o que se passa com um transistor N-P-N como o da fig. 4.22. Se aplicarmos uma diferença de potencial (de 6 V. p. ex.) de tal modo que o potencial do colector seja superior ao do emissor, e desligarmos a base (o que acontece no circuito da figura com o interruptor *I* aberto), a junção base-colector fica inversamente polarizada e, conseqüentemente, não é possível a circulação de corrente no transistor.

Se agora polarizarmos directamente a junção base-emissor (fechando o interruptor *I* da figura 4.22) aplicando uma tensão V_{BE} de 0.6V (ou 0.1V no caso dum transistor de germânio), verifica-se um fluxo de electrões do emissor de material do tipo-*n* através da junção base-emissor (tal como aconteceria num díodo) até à base do tipo-*p*. Na base, apenas uma percentagem muito pequena (cerca de 1%) de electrões se combina com lacunas, uma vez que a base é muito estreita e a concentração de lacunas muito baixa. A maior parte dos electrões atravessa a junção base-colector fortemente atraídos pelo potencial positivo do colector, formando a corrente de colector I_C do transistor.

Os poucos electrões que se recombinam na base, originam uma *pequena* corrente de base I_B . Esta corrente é garantida pela fonte de tensão ligada à base e permite ao transistor manter uma corrente muito maior no colector, proporcional à corrente de base I_B .

Assim, se pensarmos em I_B como a corrente de entrada do transistor e I_C , como a sua corrente de saída, podemos dizer que o transistor se comporta basicamente como um *amplificador de corrente*. A corrente de I_C é tipicamente 10 a 100 vezes superior à de base, dependendo do tipo de transistor. O *ganho em corrente contínua* h_{FE} é um parâmetro do transistor da maior importância e define-se do seguinte modo:

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

Ajustando a corrente de base I_B , é possível levar o transistor desde uma situação de não condução ou *corte* ($I_C = 0$), até uma situação de condução plena (ou *saturação*), onde, como veremos mais adiante, a corrente de colector depende apenas do circuito exterior (não depende do transistor).

Note-se que a lei de Kirchhoff aplicada às correntes do transistor determina que,

$$I_E = I_C + I_B$$

Como para qualquer transistor $I_C \gg I_B$, podemos dizer que na prática $I_E \approx I_C$.

Em resumo, para que um transistor conduza deve ser devidamente polarizado: no caso dos transistores N-P-N, o potencial quer do colector, quer da base, deve ser superior ao do emissor (para os P-N-P, deve ser inferior, ver fig. 4.23); a tensão base-emissor deve ser $V_{BE} \approx 0.6V$ (para $V_{BE} < 0.6V$ a corrente $I_B = 0$ e, consequentemente, $I_C = 0$).



Fig. 4.23

Exemplo 4.3

Para se polarizar um transistor não é possível ligar as fontes de tensão directamente aos seus terminais, tal como sugere a fig. 4.22. Na prática é necessário incluir no circuito algumas resistências por forma a limitar o valor das correntes. Na fig. 4.24, apresenta-se o esquema dum circuito com um transistor devidamente polarizado. Note-se que existem duas malhas: a de entrada, consistindo numa ligação em série da fonte V_{BB} , da resistência de base R_B e da junção base-emissor do transistor; na malha de saída temos em série com a ligação colector-emissor, uma resistência de carga R_L e a fonte V_{CC} .

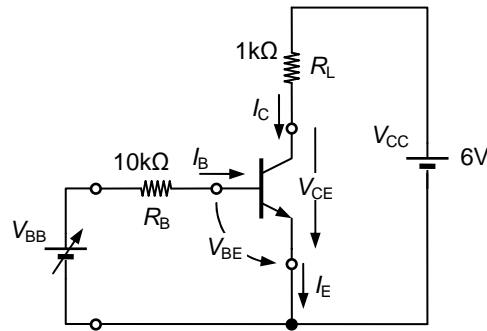


Fig. 4.24

Quais seriam os valores das tensões e das correntes no circuito, admitindo que o transistor possui um ganho $h_{FE} = 100$ e que a tensão que V_{BB} é ajustada para 1V? Como num transistor a corrente de colector é controlada pela corrente de base, comecemos por determinar I_B . Aplicando lei de Kirchhoff (para a tensão) na entrada temos,

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE}$$

Uma vez que a junção base-emissor se comporta de modo idêntico ao de um diodo, a tensão V_{BE} é aproximadamente constante, nunca indo muito além de 0.6V. Assim, é possível escrever que,

$$1V = 10k\Omega \times I_B + 0.6V \quad \Rightarrow \quad I_B = \frac{1V - 0.6V}{10k\Omega} = 40\mu A$$

É agora possível conhecer os valores da corrente de colector e de emissor:

$$I_C = h_{FE} I_B = 100 \times 40\mu A = 4mA$$

e

$$I_E = I_C + I_B = 4mA + 0.04mA = 4.04mA \quad (\approx 4mA)$$

Relativamente à malha de saída, a lei de Kirchhoff para a tensão determina que,

$$\begin{aligned} V_{CC} &= R_L I_C + V_{CE} \\ 6V &= 1k\Omega \times 4mA + V_{CE} \quad \Rightarrow \quad V_{CE} = 2V \end{aligned}$$

Se no circuito da fig. 4.24 aumentássemos gradualmente a tensão de entrada V_{BB} entre, digamos, 0V e 6 V, medíssemos os valores correspondentes de V_{CE} , I_C e I_B e traçássemos gráficos de tensão e de corrente relacionando estas grandezas, obteríamos algo de parecido com o que se apresenta na fig. 4.25. Vejamos porquê.

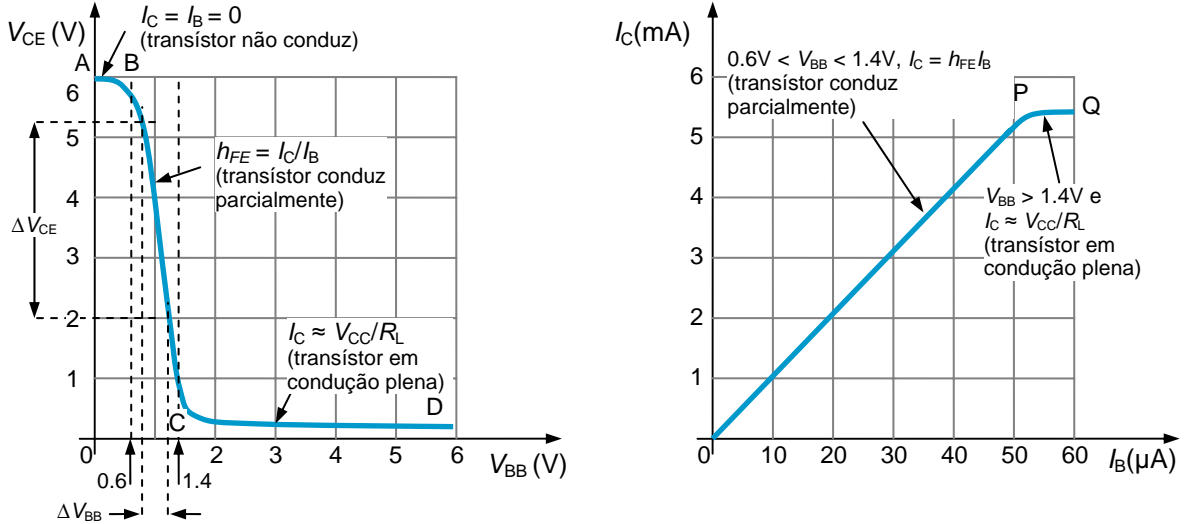


Fig. 4.25 – Gráficos relacionando a tensão de saída (V_{CE}) e a de entrada (V_{BB}) e a corrente I_C e I_B para o circuito da fig. 4.24.

Uma vez que o transístor e a resistência R_L estão ligados em série aos terminais da fonte V_{CC} , temos

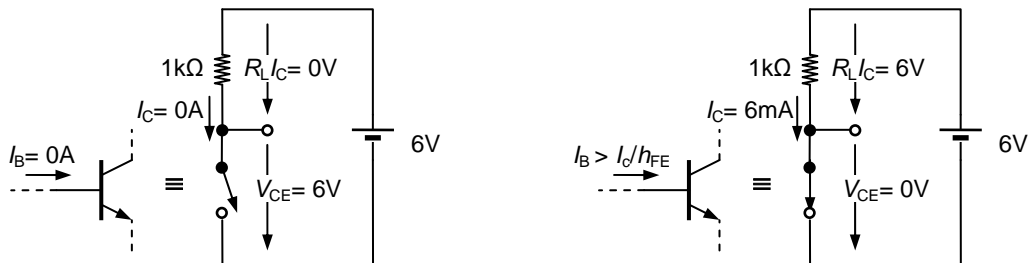
$$V_{CC} = R_L I_C + V_{CE}$$

ou

$$V_{CE} = V_{CC} - R_L I_C$$

Note-se que V_{CE} é sempre inferior a V_{CC} , por causa da queda de tensão em R_L .

Enquanto $V_{BB} < 0.6V$, $V_{CE} = V_{CC} = 6V$ (curva entre os pontos A e B do gráfico), uma vez que $I_B = 0 = I_C$ e, conseqüentemente, $R_L I_C = 0V$. O transístor não conduz (está desligado) e comporta-se como resistência de valor muito elevado ou um *interruptor aberto* (fig. 4.26).



(a) Interruptor fechado \equiv Transístor ligado

(b) Interruptor aberto \equiv Transístor desligado

Fig. 4.26

A partir de $V_{BB} = 0.6V$, a corrente I_B começa a fluir e vai crescendo à medida que a tensão de entrada V_{BB} aumenta. I_C também cresce, ao mesmo tempo que a tensão de saída

(entendendo V_{CE} como tensão de saída) diminui, uma vez que parte da tensão V_{CC} cai na resistência de carga R_L :

$$\downarrow V_{CE} = V_{CC} - R_L I_C \uparrow$$

Nesta região (curva entre os pontos B e C do gráfico), onde o transistor conduz parcialmente e a corrente I_B e I_C estão relacionadas por $h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$, diz-se que o transistor funciona na *zona activa*. Note-se que na zona activa, qualquer pequena variação da tensão de entrada ΔV_{BB} , provoca uma variação na tensão de saída (ΔV_{CE}) muito maior; isto quer dizer que embora o transistor seja basicamente como um amplificador de corrente, ele também pode funcionar como amplificador de tensão. De facto, dependendo da configuração do circuito utilizado, é possível implementar amplificadores de todo tipo com transistores.

Quando V_{BB} atinge cerca de 1.4V (e para $V_{BB} > 1.4V$) a tensão de saída desceu para $V_{CE} \approx 0V$, o que quer dizer que $V_{CC} \approx R_L I_C \approx 6V$ (ver fig. 4.26 (b)). Praticamente toda a tensão V_{CC} cai aos terminais de R_L e a tensão no transistor é muito pequena, o que quer dizer que tudo se passa como se entre o colector e o emissor estivesse uma resistência muito pequena ou um *interruptor fechado*. Por isso, por mais que se aumente o valor de I_B (fazendo variar V_{BB} entre 1.4V e 6V), a corrente I_C mantém-se próxima do seu valor máximo dado por $I_C \approx \frac{V_{CC}}{R_L}$. Nesta região (curva entre os pontos C e D do gráfico) o transistor está em condução plena ou *saturado*. Note-se um pormenor importante: nesta região, a corrente de colector *já não depende da corrente de base mas sim, e apenas, do circuito exterior*, isto é, de V_{CC} e de R_L (a relação $h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$ já não é válida). Neste exemplo a corrente de colector é $I_C \approx \frac{6V}{1k\Omega} = 6mA$.

Note-se que no ponto C , isto é, imediatamente antes do transistor saturar,

$$I_C \approx \frac{V_{CC}}{R_L} \quad \text{e} \quad I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} \approx \frac{V_{CC}}{h_{FE} R_L}$$

Logo, para levar um transistor à saturação, é preciso garantir uma corrente de base,

$$I_B > \frac{V_{CC}}{h_{FE} R_L}$$

A entrada e a saída do circuito do exemplo 4.3 possuem uma ligação comum no emissor. Por isso se diz que o transistor está montado em *emissor-comum*. Embora menos usuais, existem mais duas configurações básicas (ver fig. 4.27 (b) e (c)): em *colector-comum* (ou *seguidor de emissor*) e em *base-comum*.

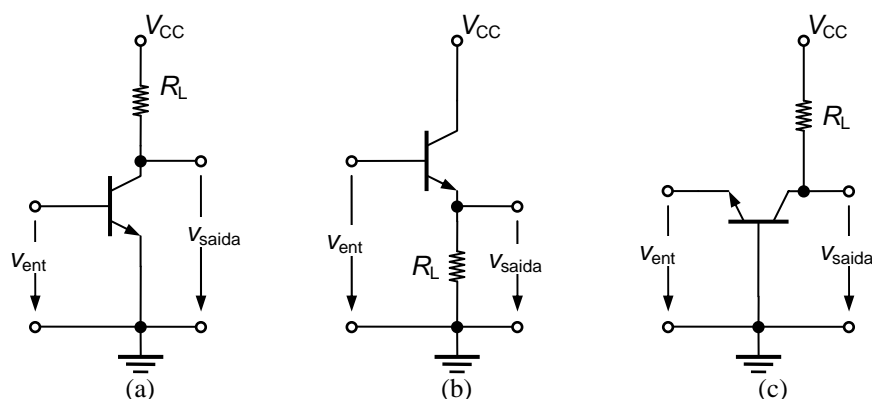


Fig. 4.27 – Transístor – configurações básicas: (a) emissor-comum; (b) colector-comum; (c) base-comum.

Estas configurações distinguem-se por apresentarem diferentes características de ganho, impedância de entrada, impedância de saída e relação de fase entre a entrada e a saída.

Funcionamento do transístor como interruptor – característica ideal

Se, no exemplo 4.3, a tensão de entrada (V_{BB}) tomar apenas níveis de tensão "baixos" ($V_{BB} < 0.6V$) ou "altos" ($V_{BB} > 1.4V$), a saída *comuta* também entre dois níveis: $+V_{CC}$ ('nível alto') e cerca de $0V$ ('nível baixo'). Este comportamento (resumido no quadro da fig. 4.28 para o exemplo 4.3) resulta do funcionamento do transístor como interruptor electrónico (ou como comutador).

V_{ent}	$V_{saída}$
'nível baixo' ($<0.6V$)	'nível alto' ($<6V$)
'nível alto' ($>1.4V$)	'nível baixo' ($\approx 0V$)

Fig. 4.28

Na fig. 4.29. apresenta-se aquela que seria a característica ideal do transístor, juntamente com valores típicos (para transístores de pequena potência) de tensões e resistências de base utilizados quando funciona como interruptor.

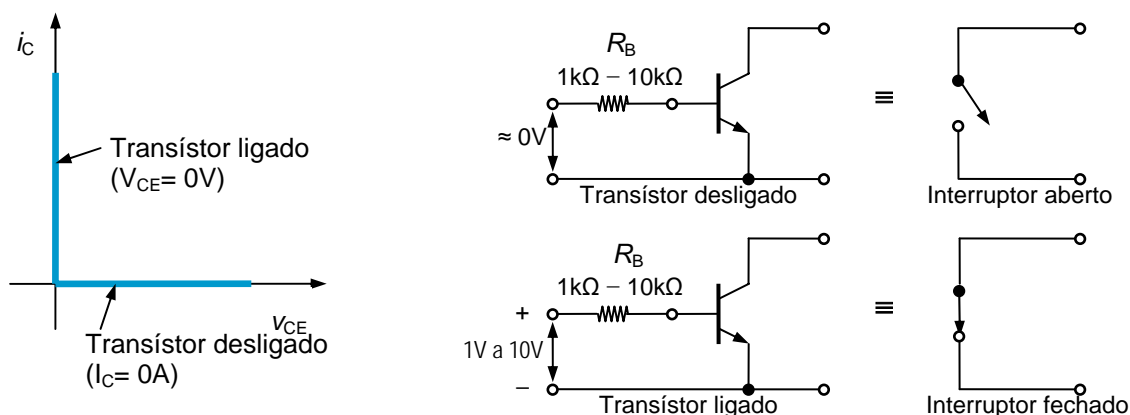


Fig. 4.29 – Característica do transistor ideal.

Note-se que quando o transistor não conduz, a corrente de coletor é nula qualquer que seja a tensão coletor-emissor. Neste caso, V_{CE} depende apenas do circuito exterior (no circuito da fig. 4.24, $V_{CE} = V_{CC} = 6V$ quando o transistor está desligado). Quando o transistor (ideal) está ligado, $V_{CE} = 0V$ e I_C é limitada pelo circuito exterior (não depende do transistor).

Como vimos, o transistor pode funcionar igualmente como amplificador linear mas, hoje em dia, poucas vezes se recorre ao transistor como componente discreto para implementar este tipo de amplificadores. Ele é, no entanto, a parte mais importante dos circuitos integrados produzidos especialmente para funcionarem como amplificadores, como é o caso do *amplificador operacional*, que referiremos mais adiante.

Característica do transistor real

Existem gráficos obtidos experimentalmente, que nos mostram as relações entre as diferentes tensões e correntes, e que nos permitem conhecer a melhor maneira de utilizar um transistor. Na fig. 4.30 apresenta-se as características de entrada e de saída dum transistor bipolar (N-P-N) na configuração de emissor-comum.

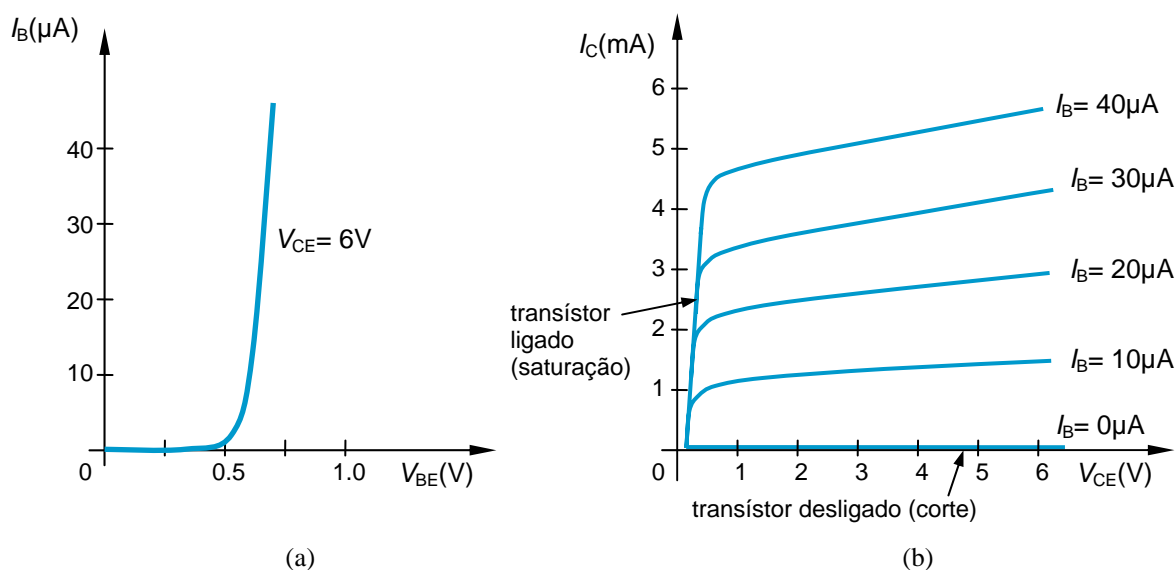


Fig. 4.30 – Características dum transistor bipolar na configuração emissor-comum: (a) característica de entrada; (b) característica de saída

A característica de entrada traduz a relação entre I_B e V_{BE} quando se mantém a tensão entre colector e emissor constante (no caso, $V_{CE} = 6V$). Note-se que é em tudo idêntica à característica de um diodo de junção, o que não espanta, tratando-se da relação entre a corrente e a tensão numa junção P-N directamente polarizada; a corrente só toma valores significativos quando V_{BE} atinge os 0.6V e, a partir daí, pequenas variações de V_{BE} provocam grandes variações na corrente de base (V_{BE} mantém-se quase constante, tipicamente entre 0.6V e 0.7V para um transistor de silício).

A característica de saída consiste numa família de curvas que relacionam I_C com V_{CE} para diferentes valores da corrente de base, I_B . Elas confirmam que na zona activa o transistor se comporta (aproximadamente) como um amplificador linear de corrente: a corrente de colector praticamente não depende de V_{CE} e é proporcional à corrente de base, I_B .

Quando o transistor não conduz ($I_B = 0$), a característica de saída é praticamente coincidente com a ideal (fig. 4.29), já que I_C é desprezável. Quando está ligado (ou saturado) a tensão V_{CE} não é nula mas é muito pequena: tipicamente $V_{CEsat} = 0.2V$, para um transistor de silício.

Note-se que na característica de saída da fig. 4.30, se omite a parte das curvas correspondente a $V_{CE} < 0$. A razão tem a ver com o facto de não ser permitido ao transistor bipolar N-P-N funcionar com valores de tensão colector-emissor negativos (no caso dos transistores P-N-P, é sempre $V_{CE} < 0$). Como sugere a fig. 4.31, existem outros limites para a operação do transistor real: V_{CEmax} é o valor máximo da tensão que o transistor é capaz de suportar entre colector e emissor, quando não conduz; I_{Cmax} é a corrente de colector máxima admissível com o transistor em condução plena; a curva de potência máxima é a hipérbole que corresponde à potência máxima $P_T = V_{CE} I_C = cte$, que o transistor é capaz de dissipar (30mW no caso do transistor da figura). Estes limites definem a área onde se situam todos os pontos de funcionamento possíveis do transistor (a branco na figura).

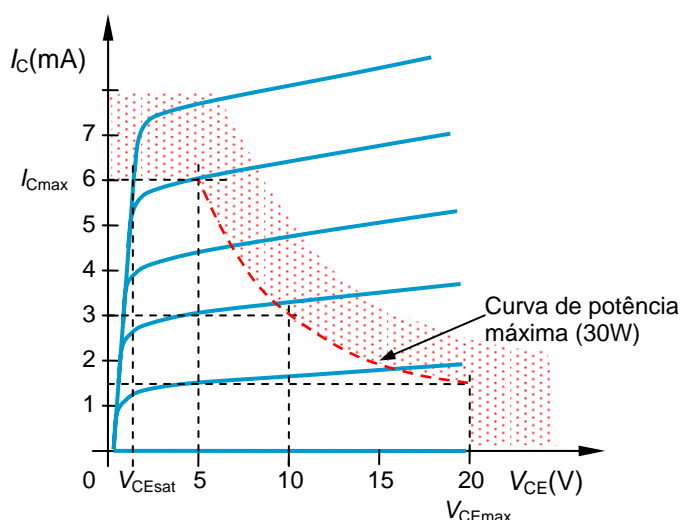


Fig. 4. 31 – Operação do transistor: limites

Os valores de V_{CEmax} , I_{Cmax} , e de P_T , dependem do tipo de transistor (e da aplicação a que se destina). V_{CEmax} pode variar entre poucas dezenas de volts e 1500V (no caso dos transistores de potência; I_{Cmax} , entre alguns miliamperes e poucas centenas de amperes; o valor P_T varia entre as dezenas de mW e as dezenas de kW. Na fig. 4.32 apresenta-se transistores de diferente tipo comercialmente disponíveis.

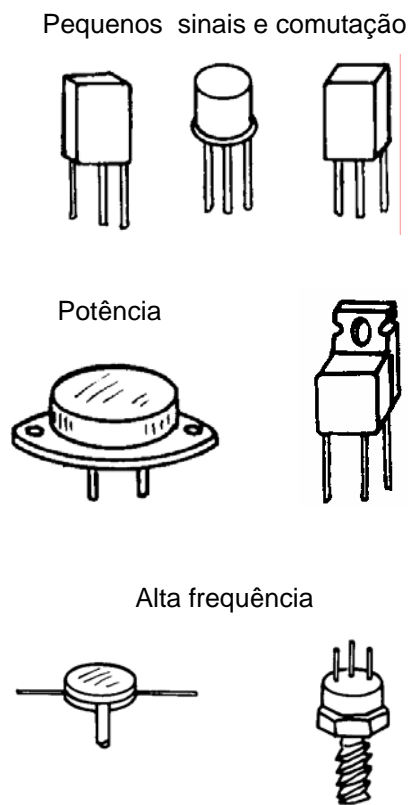


Fig. 4.32

Os *transistores para pequenos sinais* são utilizados para amplificar sinais de baixo nível. Os *transistores de comutação* são especialmente concebidos para funcionar como interruptores (ligados ou desligados).

Os *transistores de potência* são utilizados em conversores electrónicos de potência (fontes de alimentação, amplificadores de potência elevada, etc.). A caixa apresenta superfícies metálicas expostas por forma a facilitar a transferência de calor para o exterior e baixar a temperatura da junção.

Os transistores de alta frequência são utilizados para processar sinais de frequência muito elevada (por vezes da ordem dos GHz) que se encontram com frequência em equipamento de telecomunicações. Possuem normalmente pequenas dimensões (a região da base é extremamente fina).

4.1.3 Outros Componentes

Outros transístores: o FET

No transístor bipolar uma pequena corrente de entrada (base) permite controlar uma corrente de saída (colector) muito maior; é pois um dispositivo *controlado por corrente*. Num *transístor de efeito de campo* ou *FET* (do inglês "*Field Effect Transistor*"), é a *tensão* de entrada que controla a corrente de saída; a corrente de entrada é normalmente desprezável (ela é normalmente inferior a 1 pA, ou seja 10^{-12} A!). Este pormenor pode ser muito interessante para determinadas aplicações, como é o caso da amplificação de sinais provenientes de alguns sensores, incapazes de produzir correntes de valor significativo.

À parte do facto de ser um dispositivo controlado por tensão, o FET implementa as mesmas ideias que referimos a propósito do transístor bipolar. Os circuitos com FET's e BJT's (transístores bipolares) são idênticos – trata-se apenas duma tecnologia diferente.

Um FET consiste basicamente numa barra ou "canal" de material semiconductor do tipo-*n* ou tipo-*p* (dependendo do tipo de FET), com dois contactos metálicos nos extremos, que se designam por *dreno* (ou em inglês "*drain*") e *fonte* ("*source*"). Um terceiro terminal – a "*gate*" –, está ligada uma pequena região do tipo-*p* ou tipo-*n* (o oposto do material do canal) situado entre o dreno e a fonte, formando uma junção. Na fig. 4.33 (a) apresenta-se um diagrama (muito simplificado) dum FET *canal-N*.

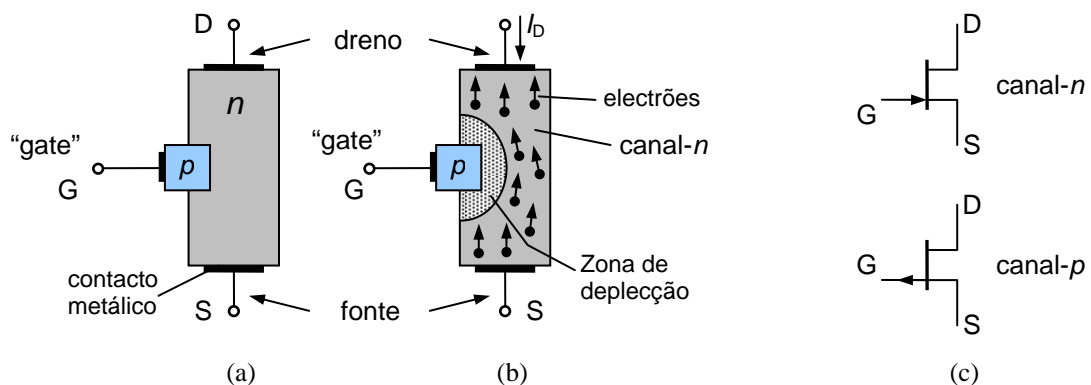


Fig. 4.33 – FET: (a) construção básica; (b) princípio do funcionamento; (c) símbolos.

O canal funciona como um condutor, mais estreito na parte média devido à zona de depleção da junção que, como sabemos, não possui portadores de carga (funciona como isolador). Como sugere o nome dos terminais, quando se aplica uma tensão positiva entre dreno e fonte, observa-se um fluxo de electrões (portadores maioritários num canal do tipo-*n*) da fonte para a dreno (fig. 4.33 (b)). Normalmente a tensão entre "gate" e fonte é negativa, o que quer dizer que a junção está inversamente polarizada, alargando-se assim a zona de depleção. Em consequência disso o canal fica mais estreito e o fluxo de electrões (o que é o mesmo que dizer a corrente de dreno, I_D) reduz-se.

Para uma determinada tensão aplicada entre o dreno e a fonte (V_{DS}), a corrente I_D pode ser controlada pela diferença de potencial (negativa) entre a "gate" e a fonte (ou, para ser mais rigoroso, pela intensidade do campo eléctrico produzido por V_{GS}): quanto maior for V_{GS} , menor é I_D . A corrente de "gate" é desprezável (corresponde a corrente de fugas duma junção inversamente polarizada).

Vimos que o funcionamento do transistor bipolar depende do fluxo, quer de portadores minoritários, quer de maioritários (electrões e lacunas, daí a razão do nome *bipolar*). Nos FET's (ou *transístores unipolares* como também são conhecidos), apenas os portadores maioritários interferem no processo de condução: os electrões nos FET's canal-*n*, e as lacunas nos FET's canal-*P*. Por esta razão as características dos FET's são menos sensíveis a variações de temperatura do que as dos BJT's.

Na fig. 4.34 apresenta-se a característica de saída (I_D/V_{DS}) dum FET canal-*n*, sendo evidentes as semelhanças com a característica I_C/V_{CE} do transistor bipolar. À parte de a família de curvas estar parametrizada com valores de V_{GS} (em vez de I_B), nota-se que a inclinação das curvas na região que corresponde à zona activa é ainda menor no caso dos FET's, indicando que a corrente I_D é praticamente independente da tensão V_{DS} .

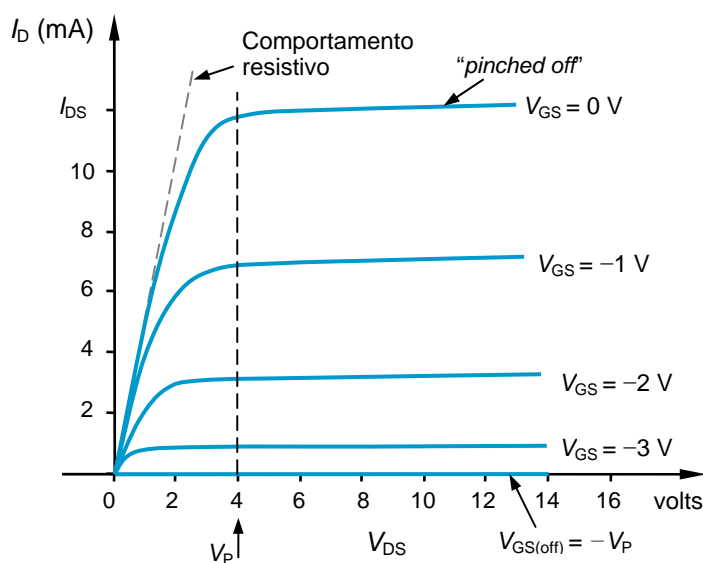


Fig. 4.34 – Característica de saída dum FET canal-N

Existe um outro tipo de FET – o *MOSFET* (*Metal-Oxide-Silicon-FET*) – cuja construção é diferente da do FET de junção que temos vindo a referir (JFET), embora seja também um dispositivo controlado por tensão. Os MOSFET são especialmente adequados para serem incluídos nos circuitos integrados onde, entre outras vantagens, ocupam menos espaço do que um BJT.

Mais recentemente surgiu um outro tipo de transístor, que procura combinar as vantagens dos FET e dos transístores bipolares: o *IGBT* (*I*solated-*G*ate-*B*ipolar-*T*ransístor). A utilização de IGBT's está a crescer rapidamente, sobretudo em electrónica de potência.

O tiristor

O *tiristor* ou *SCR* ("*S*ilicon-*C*ontrolled *R*ectifier") é um dispositivo constituído por quatro camadas de semicondutor, cuja símbolo e construção básica se apresenta na fig. 4.35. Possui três terminais: o ânodo, o cátodo e a "gate".

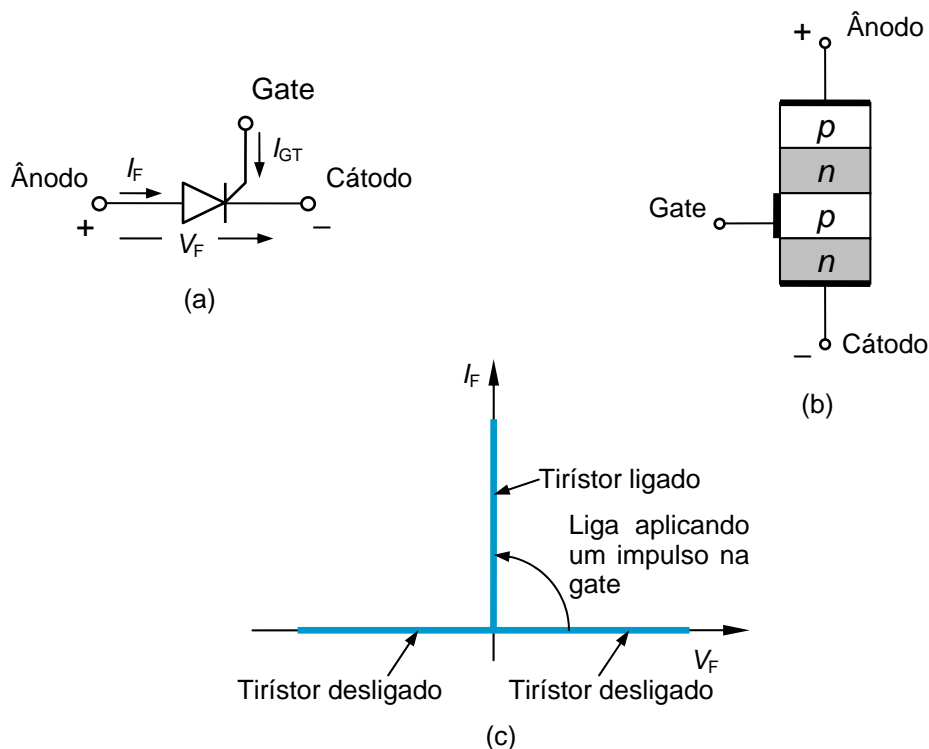


Fig. 4.35 – Tiristor: (a) símbolo; (b) construção básica; (c) característica ideal.

Tal como um díodo, o tiristor só conduz num sentido: do ânodo para o cátodo. Contudo, ao contrário do díodo, não basta que a tensão entre ânodo e cátodo do tiristor seja positiva, para que ele se comporte como um interruptor fechado; quando $V_F > 0$ o tiristor só conduz a partir do instante em que se aplica ao terminal da "gate" um pequeno impulso de corrente. Por isso se diz que o tiristor é um *rectificador controlado*. Quando inversamente polarizado ($V_F < 0$), o tiristor comporta-se como um interruptor aberto, pelo que a sua característica ideal é a da fig. 4.35 (c).

Exemplo 4.4

Se no circuito do exemplo 4.1 (rectificador de meia-onda) se utilizasse um tiristor em vez de um díodo (fig. 4.36 (a)), a forma de onda da tensão na resistência de carga R_L seria a da fig. 4.36.

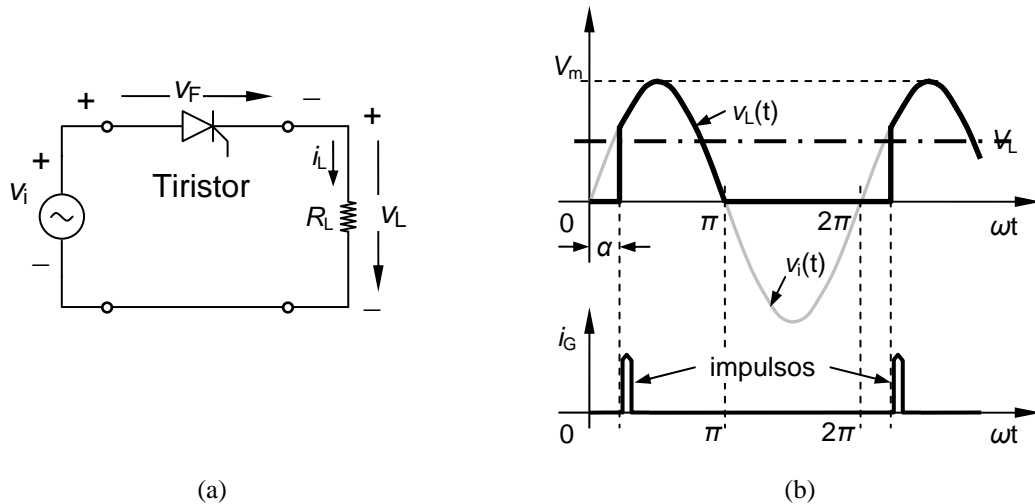


Fig. 4.36 – Rectificador de meia-onda tiristorizado.

Note-se que $v_L = 0$, não só quando o tiristor está inversamente polarizado (para $v_i < 0$), mas também para $v_i > 0$ até ao instante em que o *circuito de comando do tiristor* (não representado na figura), produz impulso de corrente na "gate". Variando o *ângulo de disparo* α , é possível fazer variar o valor médio da tensão no receptor entre um valor máximo de V_m/π volts (para $\alpha = 0$) e um valor mínimo de 0 volts (para $\alpha = \pi$ rad).

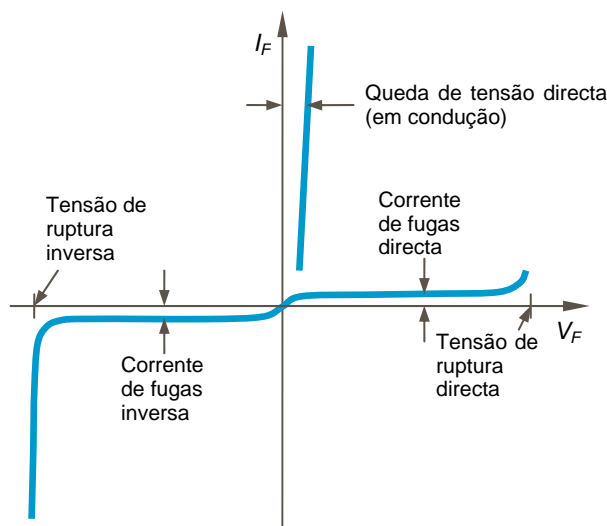


Fig. 4.37 – Característica do tiristor

O tiristor é utilizado tipicamente em fontes de alimentação reguladas e em sistemas de controlo de velocidade de motores de corrente contínua. A sua característica real é a que se apresenta na fig. 4.37. Note-se que, tal como o díodo semicondutor, apresenta uma queda de tensão em condução, que no caso do tiristor é um pouco mais elevada – entre 1V e 2V, conforme a sua capacidade. Quando não conduz, quer no sentido directo, quer no inverso, a corrente é desprezável até se atingir a tensão de ruptura.

Existe uma grande variedade de tirístores comercialmente disponível, para potências desde a ordem dos miliwatts até aos megawatts. A fig. 4.38 ilustra o aspecto exterior de alguns deles. Note-se, para tirístor mais à direita, a diferença de secção entre os terminais do ânodo e cátodo, e a "gate". Este pormenor dá bem ideia da diferença entre a potência controlada que flui no circuito principal (entre ânodo e cátodo), e aquela (muito menor) que está em jogo no circuito no comando (na "gate").

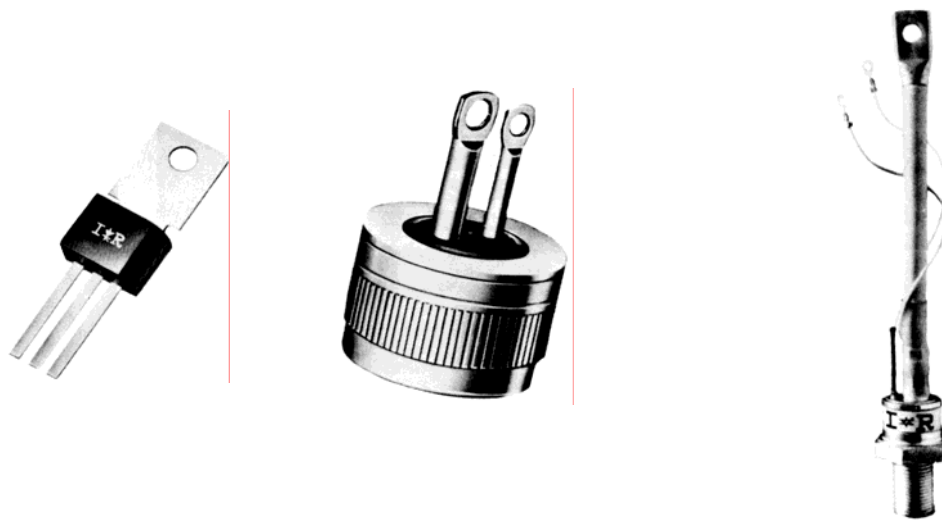


Fig. 4.38 – Aspecto exterior de alguns tirístores

O triac

O *triac* é um dispositivo com três terminais (*ânodo 1*, *ânodo 2* e "*gate*"), que pode ser visto como o equivalente de dois tirístores montados em anti-paralelo (fig. 4.39 (a)). Como tal, o triac permite a condução de corrente em ambos os sentidos (através dos dois ânodos), a partir do momento da aplicação na "*gate*" dum pequeno impulso, tal como sugere a sua característica ideal (fig. 4.39 (c)).

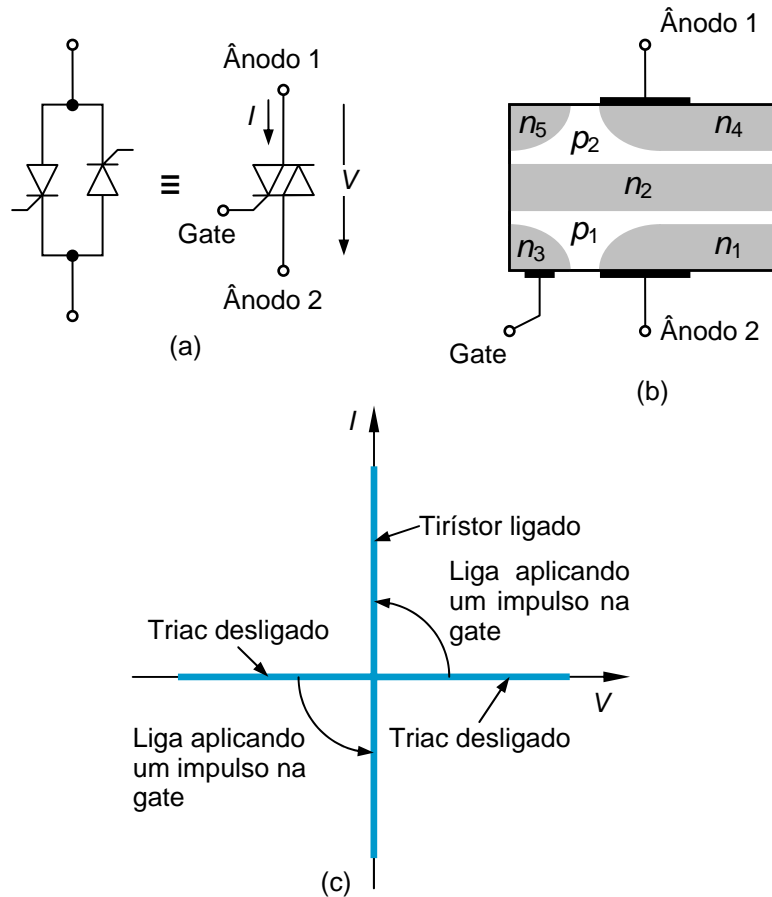


Fig. 4.39 – Triac: (a) analogia e símbolo; (b) construção básica; (c) característica ideal.

Exemplo 4.5 – Para um circuito idêntico ao do exemplo 4.1, utilizando um triac em vez de um díodo, a forma de onda da tensão no receptor (v_L) seria a indicada na fig. 4.40. Note-se que o valor médio de v_L é nulo, e que ajustando o ângulo de disparo α entre 0 e π rad, é possível fazer variar a potência dissipada na resistência R_L , entre $0W$ e $\frac{V_m^2}{2R_L}W$.

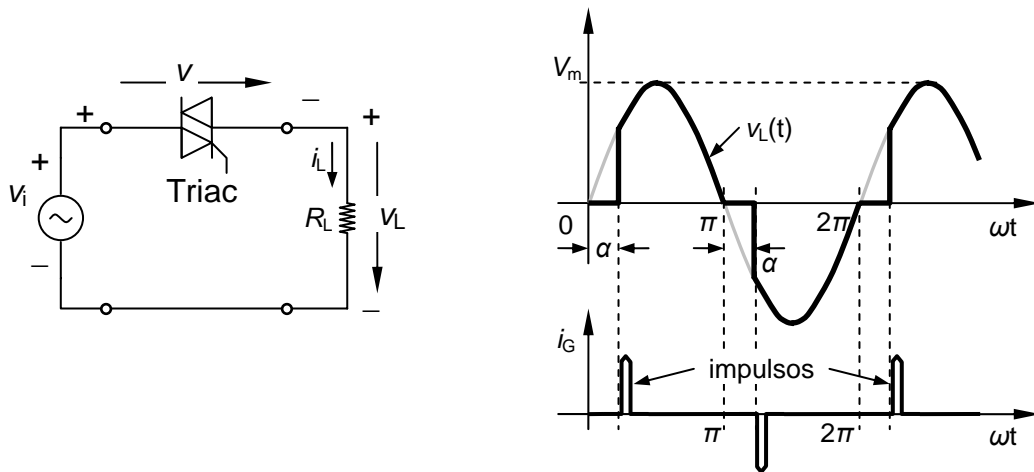


Fig. 4.40

O triac é utilizado para controlar a potência fornecida a receptores de corrente alternada como, p. ex., sistemas de iluminação, sistemas de aquecimento, máquinas eléctricas, etc. A fig. 4.41 dá uma ideia da característica real dum triac.

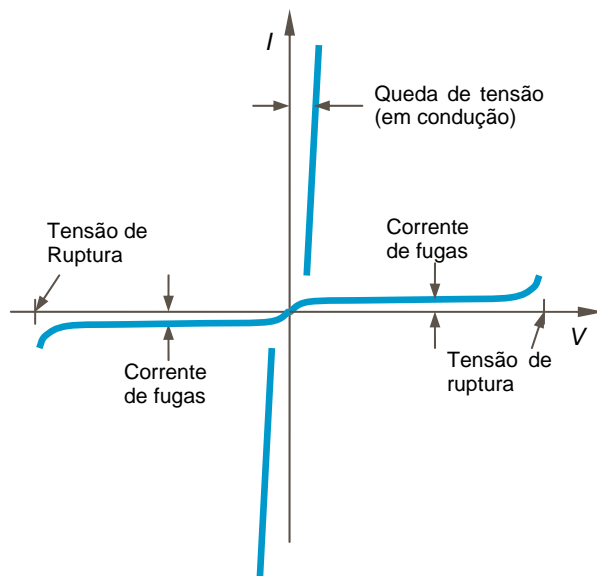


Fig. 4.41 – Característica do Triac

O diac

O *diac* é um dispositivo acessível por dois terminais e com cinco camadas de material semiconductor, construído do modo indicado na fig. 4.42 (b). Note-se que a sua característica é parecida com a do triac, na ausência de impulsos de disparo (fig. 4.42 (c)).

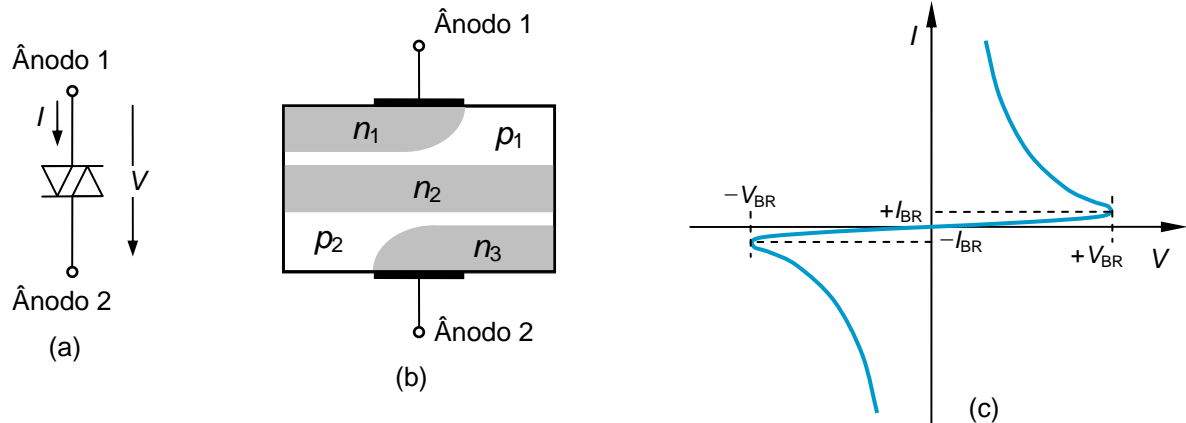


Fig. 4.42 – Diac: (a) símbolos; (b) construção básica; (c) característica típica

O diac não conduz, até que a tensão aplicada com qualquer polaridade aos seus terminais (*ânodo 1* e *ânodo 2*) atinja a tensão de ruptura V_{BR} . A partir de V_{BR} a tensão diminui e a corrente aumenta, até se atingir uma região onde o comportamento do diac se aproxima dum curto-circuito.

O diac é normalmente utilizado nos circuitos de comando de tirístores e triacs (para produzir os impulsos disparo).

4.1.4 Circuitos Integrados

A microelectrónica, através do desenvolvimento de *circuitos integrados*, é a principal responsável pela maior parte das realizações mais excitantes da electrónica nos anos mais recentes.

Um *circuito integrado* (CI), pode ser visto como uma miniatura dum circuito electrónico "densamente povoado". Um CI pode conter transístores, díodos, resistências e pequenos condensadores, todos ligados entre si e construídos a partir duma mesma "pastilha" ("*chip*") de silício que normalmente não ultrapassa os 5mm^2 de secção e os 0.5mm de espessura. Na fig. 4.43, apresenta-se a vista microscópica duma parte dum CI.

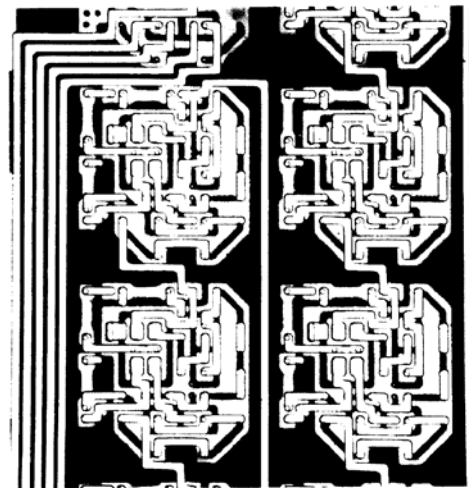


Fig. 4.43

A fig. 4.44 mostra um CI com a sua caixa de plástico protectora parcialmente removida, para que se possa observar os fios que ligam o circuito propriamente dito, aos pinos de metal que permitem a ligação ao mundo exterior.

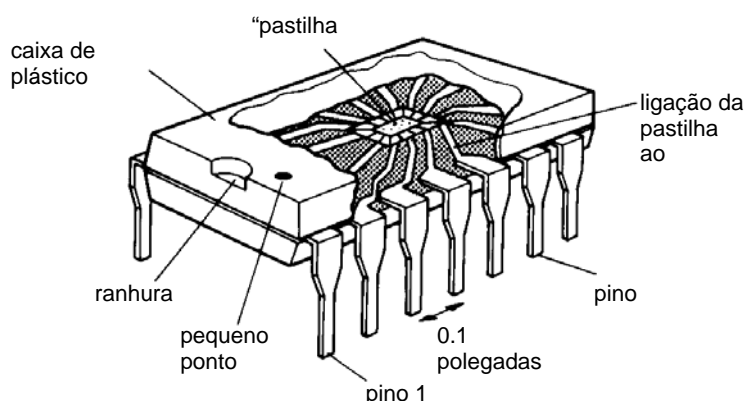


Fig. 4.44

A embalagem da fig. 4.44 corresponda às populares *DIP*'s ("Dual in Line Package"), com entre 6 e 40 pinos dispostos em linha. Mais recentemente vulgarizaram-se outros tipos de caixa, como a *PLCC* ("Plastic Lead Chip Carriers") da fig. 4.45.

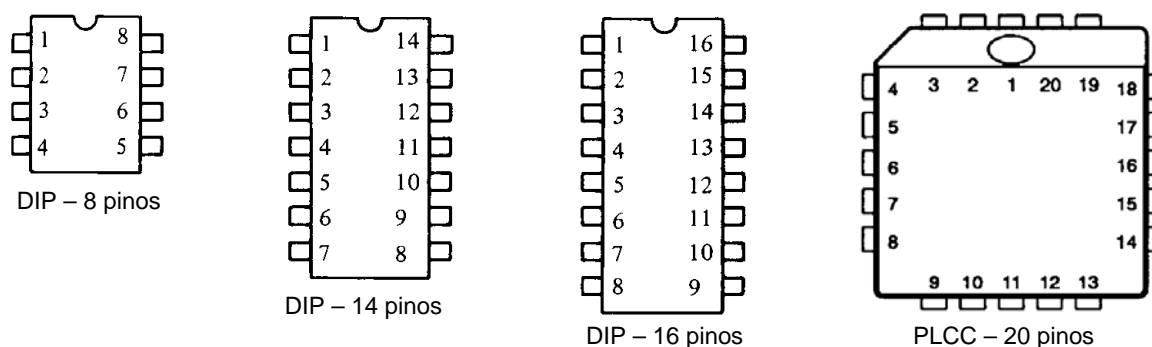


Fig. 4.45

Os primeiros CI's foram fabricados no início dos anos 60 e eram circuitos bastante simples, com apenas alguns componentes por "pastilha"; eram circuitos *SSI* ("*S*mall-*S*cale *I*ntegration"). O grau de complexidade dos CI's aumentou rapidamente, sendo hoje possível incluir numa mesma pastilha dezenas de milhares de transístores. É habitual classificar os CI's de acordo com o seu nível de integração, do modo indicado na seguinte tabela:

Nível de Integração	Abreviatura	Nº de Transístores
Pequeno	SSI	5 a 50
Médio	MSI	50 a 500
Grande	LSI	500 a 5000
Muito grande	VLSI	5000 a 50000
	SLSI	> 50000

Tipos de circuitos integrados

Os circuitos integrados dividem-se por dois grandes grupos: CI's *digitais* e CI's *lineares* (ou *analógicos*).

Os CI's digitais incluem transístores que funcionam na comutação (ligados ou desligados), pelo que os sinais processados têm apenas um de *dois valores* (ver fig. 4.46 (a)): um nível "alto" (próximo da tensão de alimentação, p. ex.), ou um nível baixo (próximo de 0V). Foram os primeiros CI's a aparecer, por serem mais fáceis de produzir e por exigência do mercado. Os circuitos dos computadores utilizam quase exclusivamente CI's digitais.

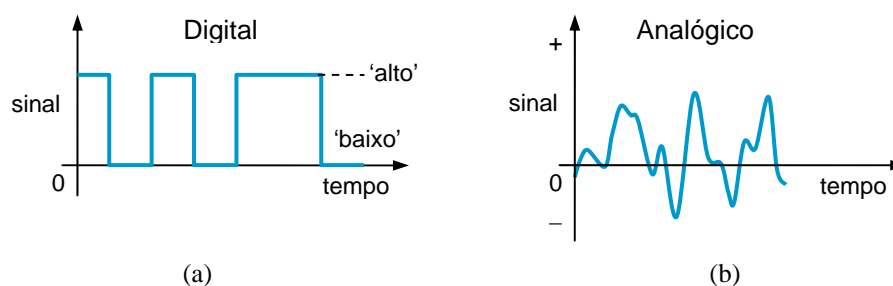


Fig. 4.46

Nos CI's lineares os transístores funcionam normalmente como amplificadores, processando sinais que são muitas vezes imagens (ou análogos) de grandezas físicas como o som, a pressão, ou a temperatura; os sinais analógicos podem variar *continuamente* dentro duma determinada *gama de valores* (fig. 4.46 (b)). Um dos CI's lineares mais versáteis, e o primeiro do seu género (1964), é o amplificador operacional, que estudaremos mais adiante.

Fabrico de circuitos integrados

Os CI's são fabricados a partir do silício puro, produzido quimicamente a partir do dióxido de silício (o principal constituinte da areia). Primeiro, o silício é fundido num só cristal (quase perfeito), tomando a forma duma barra cilíndrica com até 1 m de comprimento e cerca de 10 cm de diâmetro (fig. 4.47). A barra é depois cortada em "fatias" (ou "bolachas") muito finas com entre 0.25 mm e 0.5 mm de espessura.

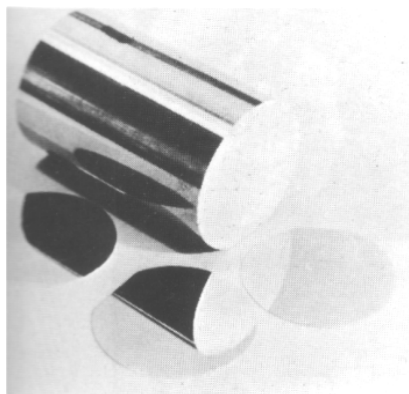


Fig. 4.47

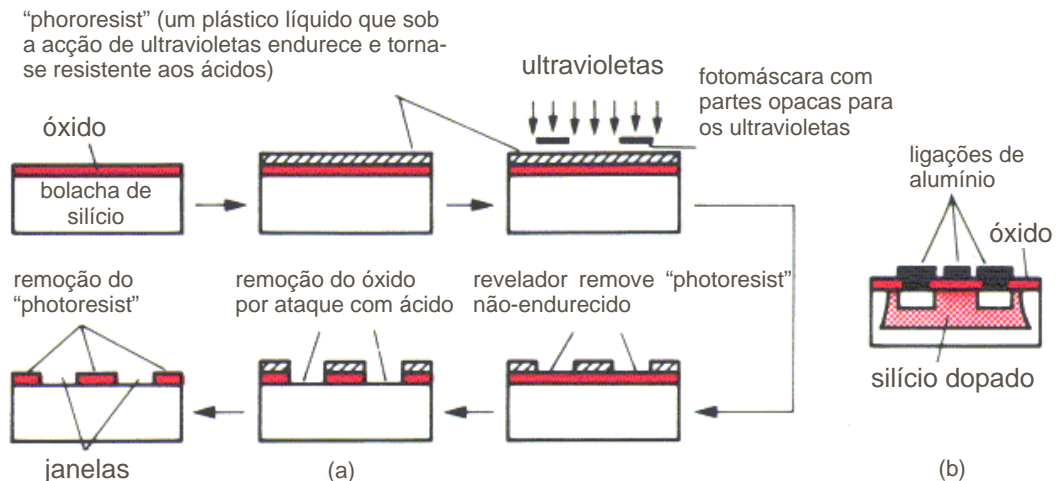


Fig. 4.48

Dependendo da sua complexidade, várias centenas de circuitos idênticos (as "pastilhas") são depositados na "bolacha" de silício por um processo (essencialmente fotográfico) cuja sequência de operações é descrita pela fig. 4.48 (a). Como resultado deste processo, criam-se uma espécie de "janelas" numa camada de dióxido de silício que, na fase inicial, é depositada na superfície da "bolacha". Segue-se a dopagem do silício: num dos métodos possíveis, a "bolacha" é aquecida até se atingir uma temperatura muito elevada e exposta a vapores, de boro, ou de fósforo, de tal modo que os átomos destas substâncias se difundem no silício através das "janelas". As regiões do tipo-*p* e do tipo-*n* assim obtidas para os vários componentes, são depois interligadas por forma a compor o circuito desejado, depositando-se tiras de alumínio muito finas (fig. 4.48 (b)).

Os díodos e transístores integrados têm a mesma construção das suas versões discretas (fig. 4.49). As resistências integradas são por vezes camadas muito finas de semiconductor do tipo-*p* ou do tipo-*n* de diferente comprimento, secção ou grau de dopagem. Uma forma de condensador integrado, consiste em duas secções de alumínio ou silício dopado, separadas por uma camada de óxido de silício que funciona como dielétrico.

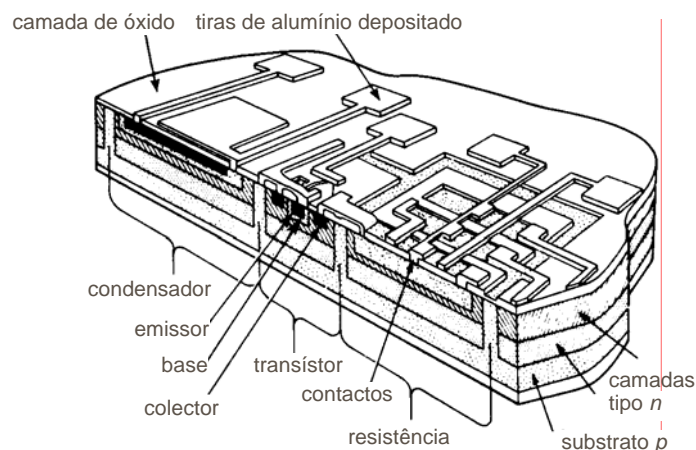


Fig. 4.49 – Secção transversal duma "pastilha" de CI

Ainda na "bolacha", os circuitos são testados um-a-um (fig. 4.50 (a), os defeituosos são marcados e, posteriormente, rejeitados (podem registar-se até cerca de 70% de falhas). As "bolachas" são depois cortadas em "pastilhas" separadas (fig. 4.50 (b)), e cada um delas é colocada na sua caixa e ligada através de fios de ouro aos pinos do CI, num processo todo ele automático.

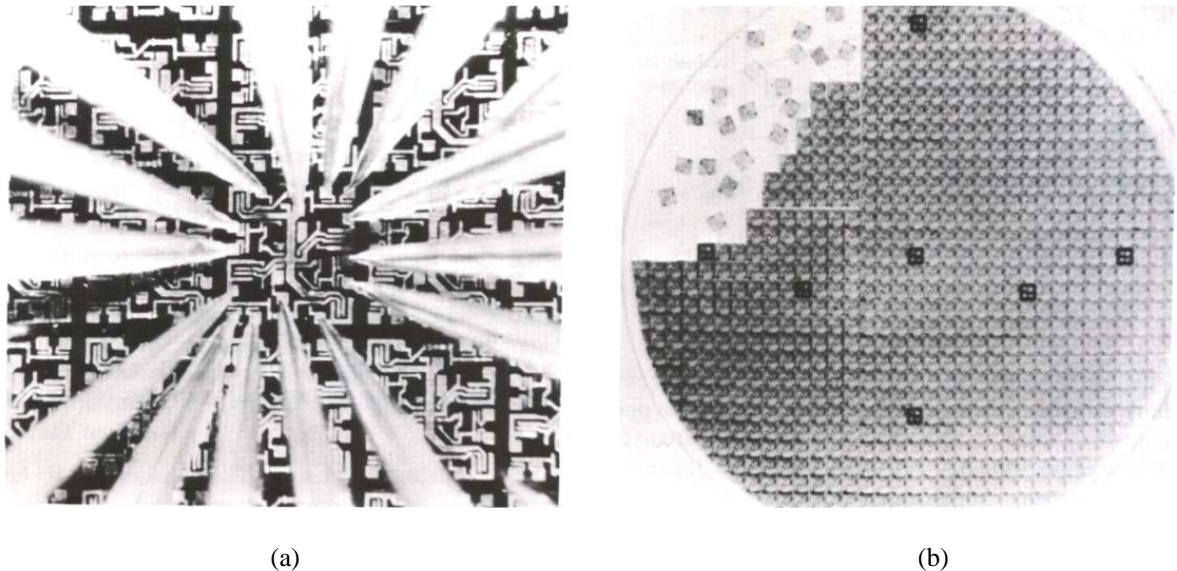


Fig. 4.50

O processo completo, que pode demorar até três meses, deve ser feito e controlado num ambiente perfeitamente limpo. Embora os custos do desenvolvimento e da produção de circuitos integrados seja muito elevado, o volume da produção torna a operação economicamente interessante.

A disponibilidade de cada vez mais CI's para as mais variadas aplicações, vai tornando obsoletos os circuitos que, com componentes discretos, implementam funções similares. Os CI's oferecem vantagens significativas, algumas das quais se resume em seguida:

- Maior fiabilidade – apesar da sua complexidade, os CI's oferecem uma maior fiabilidade que os circuitos com componentes discretos;
- Baixo custo – os CI's são quase sempre mais baratos que os circuitos equivalentes com componentes discretos;
- Menores requisitos em termos de espaço – os CI's requerem muito pouco espaço (tipicamente 10% do espaço exigido pelos circuitos com componentes discretos);
- Simplificação da construção de circuitos – uma vez que a utilização de CI's permite minimizar o número de ligações externas.

Os CI's apresentam também algumas desvantagens, nomeadamente:

- Falta de flexibilidade, uma vez que é normalmente mais difícil modificar os parâmetros de funcionamento dum CI do que os dum circuito com componentes discretos;
- Limitações de desempenho, sobretudo para aplicações que envolvem valores elevados de tensão, corrente ou frequência.

4.2 Fontes de Alimentação

4.2.1 Introdução

A maior parte dos equipamentos funcionam a partir de energia eléctrica, uma vez que é esta forma de energia a que está normalmente disponível. As razões que justificam a utilização de energia eléctrica têm a ver, basicamente, com a *facilidade* e *eficiência* com que esta pode ser produzida, transportada e convertida noutras formas de energia.

A energia eléctrica é obtida a partir de outras fontes (quase sempre de energia térmica, hidráulica ou nuclear) em centrais situadas habitualmente a grandes distâncias do local onde é consumida. As máquinas que produzem electricidade chamam-se alternadores. São accionadas por turbinas (hidráulicas ou a vapor) e disponibilizam aos seus terminais uma tensão alternada sinusoidal. Uma das vantagens da utilização de corrente alternada em (vez de corrente contínua), tem a ver com a possibilidade de recorrer a *transformadores* por forma a minimizar as perdas no transporte da energia eléctrica. Logo à saída da central, um *transformador elevador* permite aumentar a amplitude da tensão para valores da ordem das centenas de milhares de volts; para a mesma potência a transportar, o valor da corrente diminui, o mesmo acontecendo às perdas por efeito de *joule* nos cabos, que são proporcionais ao quadrado da corrente (RI^2); próximo dos locais onde a energia eléctrica é consumida, a amplitude da tensão é reduzida (por etapas e recorrendo a *transformadores abaixadores*) para níveis mais baixos (ver fig. 4.51), por razões económicas e de segurança das pessoas.

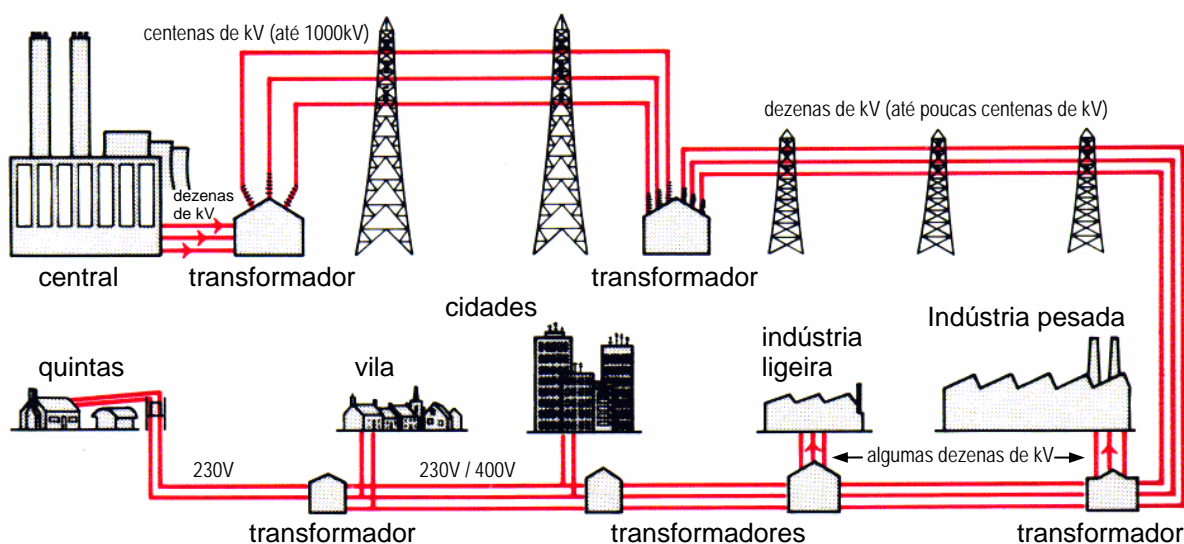


Fig. 4.51 – Esquema do processo de produção, transporte e distribuição de energia eléctrica.

Nas nossas casas a forma de onda da tensão nas tomadas é uma sinusóide com uma amplitude de 230V (eficazes). No entanto, a maior parte dos equipamentos electrónicos precisam de ser alimentados a partir duma *tensão constante* (e, muitas vezes, perfeitamente *estabilizada*), como a que se obtém aos terminais das pilhas e baterias. Estes dispositivos

permitem apenas garantir (durante pouco tempo) pequenas quantidades de energia, pelo que são normalmente utilizados apenas para alimentar equipamentos portáteis de pequena potência (*walkmans*, máquinas de barbear, relógios electrónicos, máquinas de calcular, PC's portáteis, etc.) Para a maior parte dos equipamentos são necessárias fontes *de alimentação de corrente contínua* para obter uma tensão constante, a partir da tensão alternada disponível na rede (fig. 4.52).



Fig. 4.52 – Fonte de alimentação de corrente contínua.

A designação "fonte de alimentação", apesar largamente utilizada, não é das mais felizes, já que sugere um dispositivo capaz de gerar energia, quando de facto se trata dum *conversor corrente alternada – corrente contínua*. Note-se que existe outro tipo de conversores electrónicos de energia para além dos CA-CC que, no entanto, não serão objecto do nosso estudo (fig. 4.53).

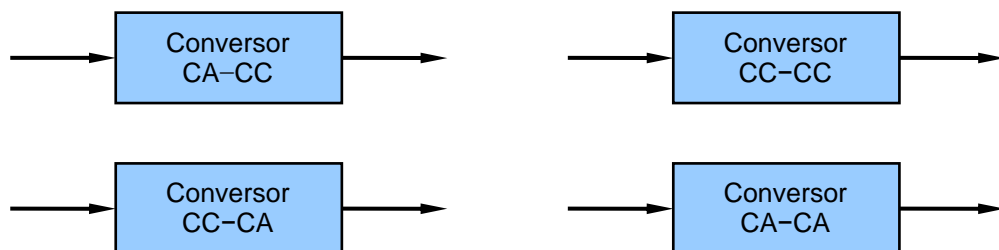


Fig. 4.53 – Outros conversores electrónicos de energia.

Alguns equipamentos (receptores de TV, computadores, etc.) incluem a sua própria fonte de alimentação. O facto dum receptor de TV ser ligado directamente à rede não quer dizer que os seus circuitos sejam alimentados com tensão alternada – a fonte de alimentação está *dentro* da caixa do receptor. Para outros equipamentos a fonte de alimentação é uma unidade à parte.

Na fig. 4.54 apresenta-se um diagrama de blocos típico duma fonte de alimentação, juntamente a indicação das formas de onda da tensão à saída de cada bloco.

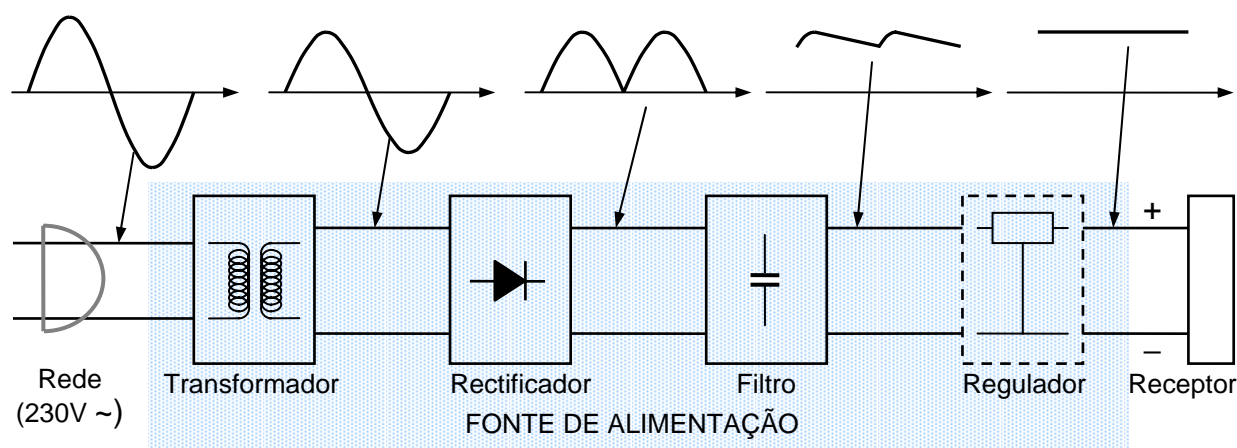


Fig. 4.54 – Diagrama de blocos duma fonte de alimentação de corrente contínua.

O *bloco transformador* permite ajustar a amplitude da tensão da rede para níveis compatíveis com cada aplicação, ao mesmo tempo que garante isolamento eléctrico. O *bloco rectificador* converte a tensão alternada sinusoidal, numa tensão unidireccional. O *bloco de filtragem* resume-se muitas vezes a um simples condensador, e permite reduzir a ondulação (ou "ripple") da tensão à saída do bloco rectificador. O *bloco regulador* (quando existe), destina-se a aproximar a fonte de alimentação duma fonte de tensão ideal, isto é, fazer com que a tensão de saída seja independente (tanto quanto possível), quer de variações da amplitude da tensão da rede, quer da corrente no receptor (e ainda de outros factores, como p. ex., a temperatura); as fontes de alimentação que incluem o bloco regulador designam-se (por razões óbvias) por *fontes reguladas*; as outras por *fontes não-reguladas* (ou não estabilizadas).

4.2.2 Bloco Transformador

Enquanto que amplitude a tensão alternada disponível na rede é fixa (dentro de determinados valores de tolerância), cada aplicação requer determinado valor de tensão de alimentação, valor esse que deve ser tido em consideração quando se selecciona a sua fonte de alimentação. O transformador é o responsável pela adaptação entre o nível de tensão da rede e o que é necessário dispor à saída da fonte de alimentação, ao mesmo tempo que garante isolamento eléctrico.

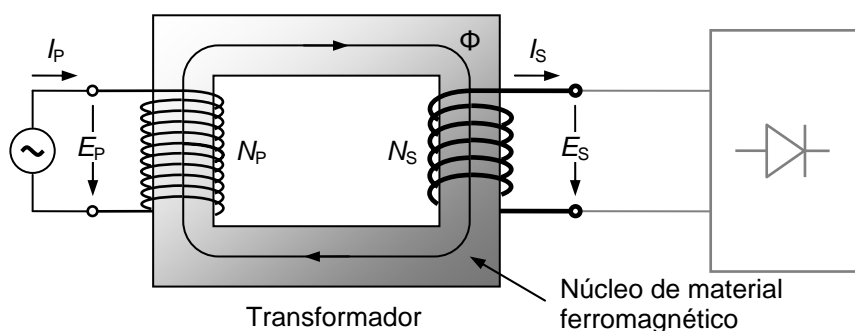


Fig. 4.55

Um transformador é basicamente constituído por dois enrolamentos de material condutor (normalmente de cobre) que envolvem um núcleo de material ferromagnético. Um dos enrolamentos – o *primário* – liga-se a uma fonte de tensão variável (normalmente sinusoidal) que produz no ferro do transformador um fluxo variável Φ . Aos terminais do segundo enrolamento – o *secundário* –, liga-se receptor (fig. 4.55). *Os dois enrolamentos estão electricamente isolados* (estão apenas *magneticamente acoplados*). O funcionamento básico do transformador ideal é bastante simples. Admitindo que se aplica enrolamento primário (com N_p espiras e resistência nula) uma tensão sinusoidal de amplitude E_p , o fluxo produzido é também sinusoidal e da mesma frequência. A relação entre as duas grandezas é determinada pela *lei de Faraday* da indução magnética:

$$E_p = N_p \frac{d\Phi}{dt}$$

Num transformador ideal, o fluxo Φ é comum aos dois enrolamentos, pelo que a f.e.m. E_s induzida no secundário de N_s espiras é dada por,

$$E_s = N_s \frac{d\Phi}{dt}$$

Logo,

$$\frac{E_p}{E_s} = \frac{N_p}{N_s}$$

ou seja, a razão entre a amplitude das tensões do primário e do secundário é dada pela razão entre o número de espiras dos dois enrolamentos. O parâmetro $a = \frac{N_p}{N_s}$ é *razão de transformação*, do transformador. Para $a < 1$, a tensão no secundário é superior à do primário (temos um transformador elevador), e para $a > 1$ temos a situação inversa (transformador abaixador).

É importante notar que para haver indução de f.e.m. é necessário que o fluxo magnético seja variável, ou seja, *um transformador só funciona com tensões e correntes alternadas*.

Como num transformador ideal (sem perdas), a potência fornecida ao primário é a mesma transferida para o secundário,

$$P_p = E_p \cdot I_p = E_s \cdot I_s = P_s$$

Logo,

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{E_s}{E_p} = \frac{1}{a}$$

ou seja, a *relação entre as correntes no primário e no secundário é dada pelo inverso da razão de transformação*.

Num transformador real verificam-se perdas resistivas (RI^2) nos enrolamentos primário e secundário (a sua resistência é pequena mas não é nula), bem como perdas no ferro do

núcleo (por *histerese* e *correntes de Foucault*). Contudo, os transformadores de boa qualidade possuem rendimentos muito elevados (muitas vezes bem acima dos 90%), pelo que, para efeitos práticos não se comete erros importantes quando, na análise de circuitos com transformadores, se admite tratar-se dum dispositivo ideal.

Existem diferentes tipos de transformadores. Os utilizados nas fontes de alimentação são normalmente transformadores de 230V/50Hz com núcleo de ferro laminado por forma a minimizar as perdas no ferro (ver fig. 4.56).

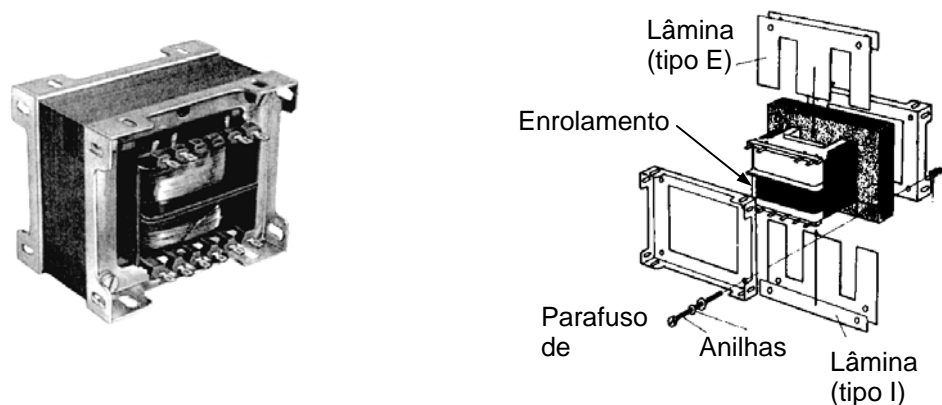


Fig. 4.56 – Transformador para fonte de alimentação

4.2.3 Bloco Rectificador

O bloco rectificador é o responsável por converter a tensão alternada à saída do transformador, numa tensão contínua. Um circuito capaz realizar esta função é o rectificador de meia-onda analisado no exemplo 4.1.

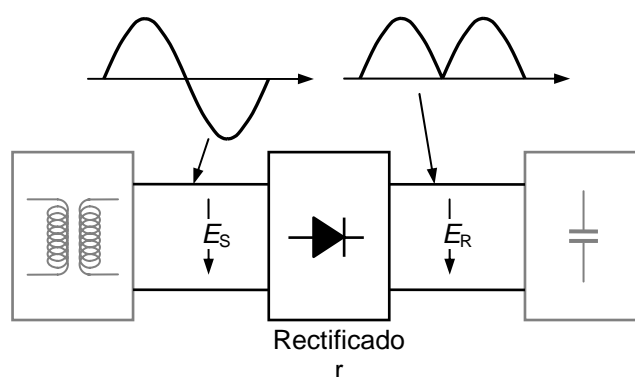


Fig. 4.57 – Bloco rectificador

Um rectificador com melhores características do que o de meia-onda é a *ponte rectificadora*, cujo circuito se apresenta na fig. 4.58.

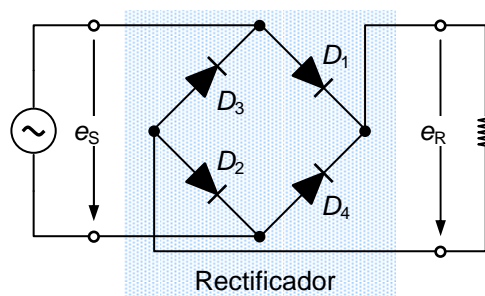


Fig. 4.58

Durante o semiciclo positivo da tensão de entrada do rectificador ($e_s > 0$), apenas os díodos D_1 e D_2 estão em condições de conduzir. Na fig. 4.58 (a) mostra-se o trajecto da corrente, desde a entrada, através dos díodos, até ao receptor. Admitindo díodos ideais (a queda de tensão aos seus terminais quando conduzem é nula), a tensão na saída (e_R) é igual à tensão de entrada. Durante o semiciclo negativo da tensão de entrada ($e_s < 0$), são os díodos D_3 e D_4 quem conduzem (fig. 4.59 (b)). Note-se que, no entanto, a corrente no receptor continua a circular no mesmo sentido, pelo que a tensão na saída mantém a mesma polaridade – durante o segundo semiciclo a tensão de saída é o inverso da tensão de entrada (fig. 4.60).

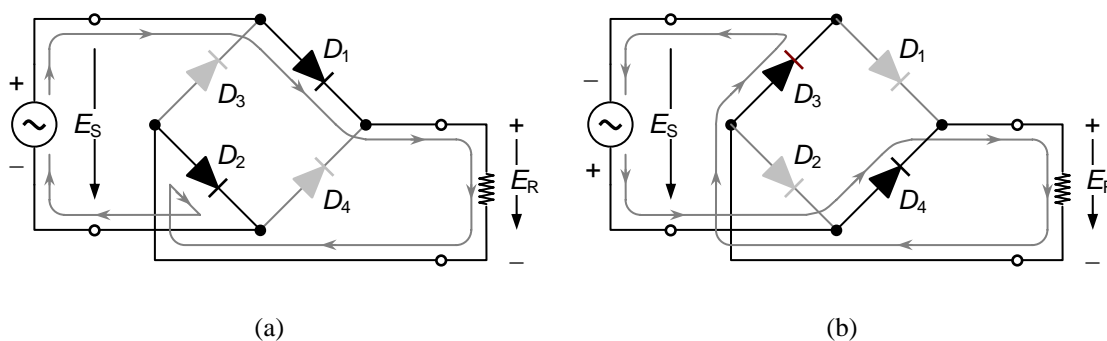


Fig. 4.59 – Funcionamento da ponte rectificadora

Rectificadores como o da fig. 4.58 designam-se por *rectificadores de onda-completa*, por razões que têm a ver com a forma de onda da tensão de saída. Uma vez que, no caso das fontes de alimentação, o objectivo é obter uma tensão (tanto quanto possível) constante, os rectificadores de onda-completa apresentam vantagens significativas relativamente aos de meia-onda (à custa dum maior número de díodos):

- Para uma tensão de entrada da mesma amplitude, o valor médio da tensão de saída é o dobro $\left(\frac{2E_{R_m}}{\pi} \right)$;
- A frequência da tensão de saída é também o dobro (100Hz para uma frequência de entrada de 50 Hz);
- A ondulação da saída é menor.

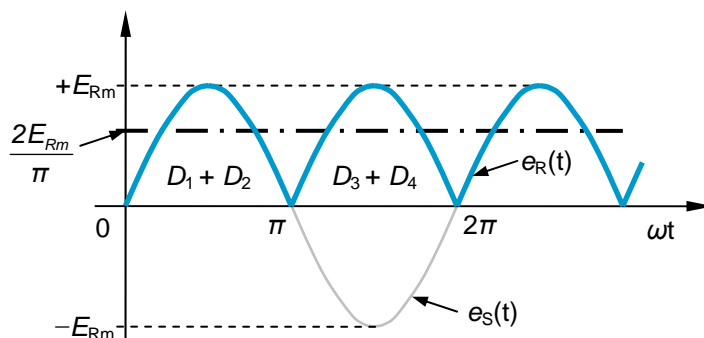


Fig. 4.60 – Tensão de saída de um rectificador de onda completa.

4.2.4 Filtro

A tensão à saída do bloco rectificador é sempre positiva (ou sempre negativa, dependendo do modo como se ligam os díodos), mas está ainda muito longe da tensão constante que se pretende. O bloco de filtragem permite *alisar* e aumentar o valor médio da tensão produzida pelo rectificador. Muitas vezes, o filtro resume-se a um simples condensador que se coloca em paralelo com a saída do rectificador (fig. 4.61). O condensador, recorda-se, opõe-se a variações de tensão aos seus terminais e permite armazenar energia sob a forma dum campo eléctrico. Os valores típicos que se encontram em fontes de alimentação, variam entre 100μF e 10000μF, dependendo da corrente e da ondulação pretendida para a tensão de saída.

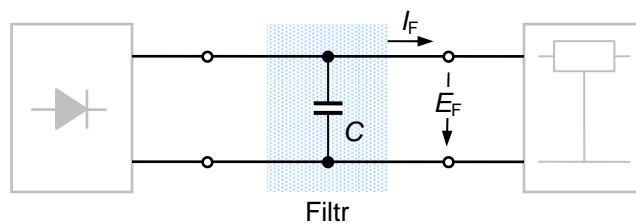


Fig. 4.61

Como vimos na análise do circuito do exemplo 4.2 (detector de pico), a forma de onda da tensão aos terminais do condensador é a da fig. 4.62: quando os díodos conduzem, carregam o condensador até à tensão de pico (admitindo díodos ideais); a partir daí, os díodos não conduzem e condensador mantém a tensão de alimentação, descarregando-se sobre o receptor (até que a tensão de entrada volte a ultrapassar a tensão aos seus terminais).

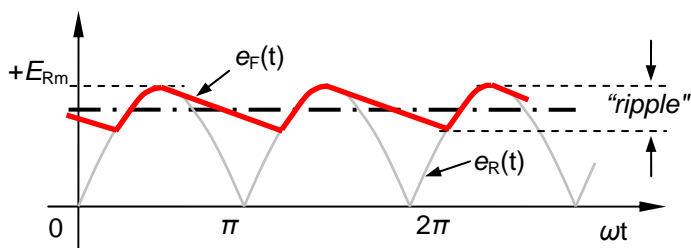


Fig. 4.62 – Tensão aos terminais do condensador de filtragem.

Note-se que no caso dum rectificador de onda-completa, o condensador descarrega-se durante menos tempo do que no caso do rectificador de meia-onda (aproximadamente 10ms em vez de 20ms, para uma frequência de entrada de 50Hz), pelo que o "ripple" da tensão de saída é menor para o primeiro. Como vimos no referido exemplo, o valor pico-a-pico do "ripple" é aproximadamente determinado por,

$$E_{Fr,p-p} \approx \frac{E_{Rm}}{f \cdot R_L C}$$

onde f é a frequência de saída do rectificador, C o valor da capacidade do filtro, e R_L a resistência de carga. Normalmente o valor de C é escolhido por forma a que o "ripple" (ou ondulação) da tensão seja pequeno. Assim, a tensão à saída do bloco de filtragem (E_F) já é aproximadamente constante, o mesmo acontecendo a corrente de carga, I_F . Nestas condições, é possível encontrar outra expressão para determinar o valor do "ripple" em função da corrente de carga. De facto, a relação entre a corrente (i_C) e a tensão (v_C) aos terminais do condensador é dada por,

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt} = I_F \approx cte \Rightarrow I_F \approx C \frac{\Delta V_C}{\Delta t}$$

Logo,

$$E_{Fr,p-p} = \Delta V_C = \frac{I_F}{C} \Delta t$$

Note-se que para um dado valor de C , *quanto maior for a corrente de carga I_F , maior é a amplitude da ondulação de saída*, ou, visto doutro modo, para determinada corrente de carga, se pretendermos diminuir a ondulação da saída devemos aumentar o valor da capacidade do filtro. (Δt é o intervalo de tempo durante o qual o condensador se descarrega, ou seja, cerca de 20ms para um rectificador de meia-onda e 10ms para um rectificador de onda-completa.)

O valor médio da tensão de saída pode também exprimir-se em função da corrente de carga, já que

$$E_{Fmédio} \approx E_{Rm} - \frac{1}{2} E_{Fr,p-p}$$

ou seja,

$$E_{Fmédio} \approx E_{Rm} - \frac{I_F}{2C} \Delta t$$

Para as fontes de alimentação não-reguladas, a tensão à saída do bloco de filtragem é também a tensão de saída da fonte.

4.2.5 Bloco Regulador

Mesmo desprezando a resistência dos enrolamentos do transformador e a queda de tensão nos díodos do rectificador, o valor médio da tensão à saída duma fonte diminui com a corrente de carga por causa do "ripple" (como acabámos de ver). Pensando em termos de equivalente de *Thevenin*, a fonte de alimentação pode ser modelada por uma fonte de tensão ideal (E) em série com uma resistência interna, R_i (fig. 4.62 (a)).

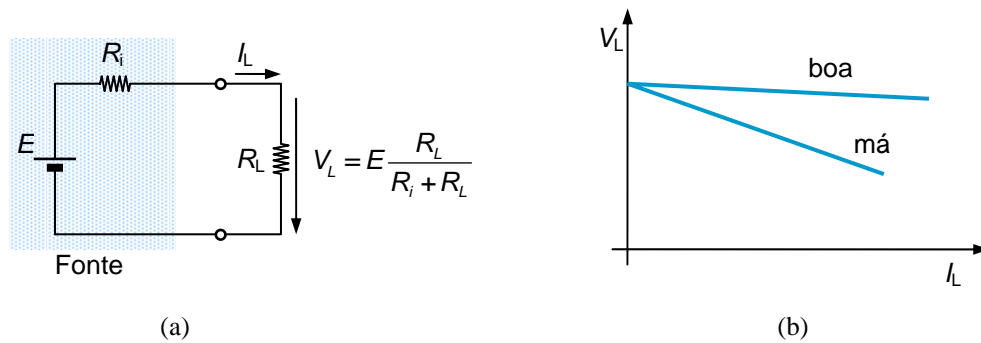


Fig. 4.62 – Fonte de alimentação: (a) equivalente de *Thevenin*; (b) curvas de regulação

Quanto maior for a corrente de carga (I_L), maior é a queda de tensão em R_i e menor é a tensão (V_L) disponível aos terminais da fonte – pior é a sua *regulação*. Na fig. 4.62 (b) apresentam-se curvas correspondentes a uma boa e a uma má regulação. Note-se que a tensão de saída duma fonte de alimentação depende ainda das variações da tensão da rede (no equivalente de *Thevenin* o valor de E não é constante).

Muitas aplicações requerem uma tensão estabilizada, isto é, independente de variações da amplitude da tensão da rede, da corrente de carga, ou de quaisquer outros factores (como p. ex., variações de temperatura). Nestes casos adiciona-se à fonte de alimentação um *bloco regulador*, cuja função é, tanto quanto possível, aproximar a fonte de alimentação duma fonte de tensão ideal (fig. 4.63).

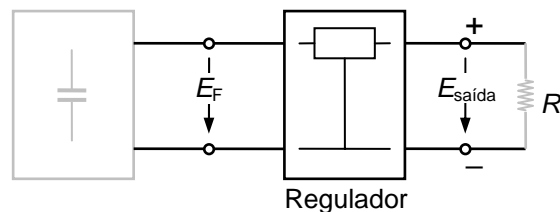


Fig. 4.63

Um circuito regulador muito simples é o da fig. 4.64. Utiliza um diódo de *Zener* para estabilizar a tensão de saída do bloco de filtragem e reduzir as flutuações resultantes das variações da corrente de carga (I_L).

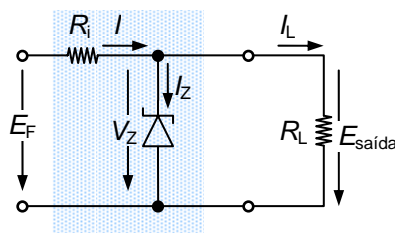


Fig. 4.64. – Circuito regulador com díodo de Zener

Quando um díodo de Zener está inversamente polarizado na região de ruptura, a tensão aos seus terminais mantém-se praticamente constante, mesmo para grandes variações da corrente inversa (ver fig. 4.14). No circuito da fig. 4.64 a resistência de carga está em paralelo com o díodo de Zener, pelo que a tensão aos seus terminais ($E_{saída}=V_Z$) é também aproximadamente constante. A corrente à entrada do regulador (I) divide-se pelo Zener e pela carga, de tal modo que

$$I = I_Z + I_L$$

Uma vez que $E_F = V_R + E_{saída}$,

a corrente I é dada por,

$$I = \frac{V_R}{R} = \frac{E_F - V_Z}{R}$$

Para um dado valor de E_F , a corrente I é aproximadamente constante, uma vez que R e V_Z são constantes. Assim, se a corrente de carga I_L aumenta, a corrente I_Z diminui e *vice-versa*. Contudo, desde que a corrente I_Z não se anule, a tensão de saída mantém-se aproximadamente constante ($=V_Z$).

Uma gama de circuitos integrados estabilizadores designados por *reguladores de tensão* estão hoje disponíveis, em diferentes embalagens e para vários valores de tensão de saída (tipicamente entre 5 e 15V). Utilizam circuitos bastante mais complexos que o estabilizador com díodo de Zener, e garantem frequentemente protecção contra sobreaquecimento e curto-circuito. Os reguladores de tensão integrados são dispositivos normalmente acessíveis por três terminais que permitem construir fontes de alimentação baratas e com boas características. Na fig. 4.65 apresenta-se o diagrama de blocos típico dum regulador de tensão linear. São basicamente sistemas realimentados (ver capítulo 2.3.2) que actuam no sentido de manter a tensão de saída igual a uma tensão de referência constante (V_{REF}). Incluem normalmente um transístor em série com a resistência de carga. O transístor funciona como amplificador, sendo a tensão colector-emissor (V_{CE}) ajustada automaticamente (através do controlo da corrente de base, I_B) por forma a compensar a queda de tensão na resistência interna da fonte e a manter a tensão de saída constante.

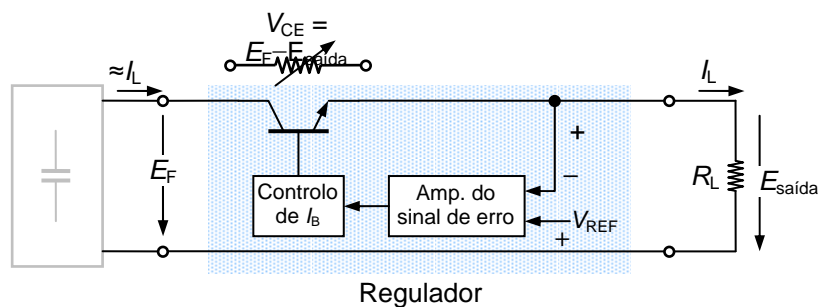


Fig. 4.65 – Diagrama de blocos dum regulador de tensão linear

As fontes de tensão estabilizadas com reguladores de tensão como o da fig. 4.65 designam-se por fontes *lineares*. Existe um outro tipo de fontes – *fontes comutadas* –, onde o transístor responsável pela regulação da tensão de saída funciona como interruptor e que, por esse facto, são muito mais eficientes e mais compactas (para a mesma potência), do que as fontes lineares. Apesar de mais complexas, as fontes comutadas têm conhecido uma rápida implantação nos últimos anos, sobretudo naquelas aplicações onde as suas dimensões reduzidas constituem uma vantagem significativa (fontes de alimentação para PC's, p. ex.).

4.2.6 Especificações

A especificação de fontes de alimentação envolve alguns parâmetros cujo significado deve ser, nesta altura, simples de entender. É o caso, p. ex., da *tensão de entrada*, *tensão de saída*, *corrente de carga* (ou de *saída*) *máxima*, etc. Existe no entanto um conjunto de parâmetros respeitantes a fontes de alimentação cuja interpretação é menos evidente. Vejamos alguns deles.

Rendimento

Como qualquer conversor de potência, as fontes de alimentação possuem perdas. O rendimento (ou eficiência) duma fonte de alimentação é dado por,

$$\text{Rendimento} = \frac{\text{Potência de saída (CC)}}{\text{Potência de entrada (CA)}} \times 100\%$$

O rendimento das fontes lineares é relativamente baixo (por causa das perdas no transístor do bloco regulador que funciona na zona activa) – anda entre os 30% e os 60%. As das fontes comutadas possuem rendimentos típicos entre os 70% e os 90%.

"Ripple"

Como vimos, uma fonte de alimentação apresenta sobreposta à componente contínua da tensão de saída, uma componente alternada normalmente designada por "ripple" (ou ondulação). O valor do "ripple" é uma medida da qualidade de qualquer fonte de alimentação

(numa fonte ideal seria zero) e pode ser especificado, quer através da sua amplitude pico-a-pico, quer através do seu valor eficaz (volts). Frequentemente o valor do "ripple" é indicado em valor relativo através da especificação do *factor de "ripple"*:

$$\text{factor de "ripple"} = \frac{E_{\text{ripple}}}{E_{\text{médio}}} \times 100\%$$

onde E_{ripple} é a amplitude da componente alternada da tensão de saída (normalmente o valor eficaz), e $E_{\text{médio}}$, o seu valor médio.

Rejeição do "ripple"

A *rejeição do "ripple"*, é uma medida da capacidade dos blocos de filtragem e regulador (quando este existe) para atenuar a componente alternada presente. A rejeição do "ripple" exprime-se normalmente em decibéis:

$$\text{Rejeição do "ripple"} = 20_{10} \log \left(\frac{E_{r_{\text{saída}}}}{E_{r_{\text{ent}}}} \right) \text{ dB}$$

onde $E_{r_{\text{ent}}}$ e $E_{r_{\text{saída}}}$ são, respectivamente, os valores do "ripple" presente à entrada do bloco de filtragem e à saída da fonte de alimentação.

Regulação na carga

A *regulação na carga* é uma medida (em percentagem) da variação da tensão de saída com a corrente de carga. Define-se do seguinte modo:

$$\text{Regulação na carga} = \frac{E_0 - E_n}{E_n} \times 100\%$$

onde E_0 é a tensão disponível *em vazio* (quando a corrente de carga é $I_L = 0$), e E_n a tensão à *plena-carga*, ou seja, a tensão de saída quando a fonte de alimentação garante a sua *corrente nominal* (valor indicado pelo fabricante).

Regulação na entrada

A *regulação na entrada* é uma medida da sensibilidade da fonte de alimentação a variações da tensão CA na entrada. Define-se do seguinte modo:

$$\text{Regulação na entrada} = \frac{\frac{E_{\text{saída}_{\text{max}}} - E_{\text{saída}_{\text{min}}}}{E_{\text{saída}_{\text{min}}}}}{\frac{E_{\text{ent}_{\text{max}}} - E_{\text{ent}_{\text{min}}}}{E_{\text{ent}_{\text{min}}}}} \times 100\%$$

$E_{ent_{max}}$ e $E_{ent_{min}}$ são, respectivamente, os valores máximo e mínimo admissíveis para a tensão de entrada (na rede), e $E_{saída_{max}}$, $E_{saída_{min}}$, os valores correspondentes observados na tensão CC de saída.

Impedância de saída

É a razão entre a variação da tensão CC na saída, e a variação correspondente na corrente de carga. A impedância de saída duma fonte de alimentação é dada por:

$$\text{Impedância de saída} = \frac{E_0 - E_n}{I_n} \quad (\Omega)$$

onde E_0 é a tensão disponível em vazio, e E_n a tensão de saída para a corrente nominal, I_n .

Exemplo 4.6

Uma fonte de alimentação possui as seguintes características:

Tensão de entrada: entre 200V e 240V

Tensão de saída: 12V (em vazio)

Corrente de saída: 2A (máximo)

Impedância de saída: 0.1Ω

Regulação na entrada: melhor do que 0.2%

"Ripple": menos de 10mV_{p-p} (à plena-carga)

Calcular: a) a regulação na carga; b) o factor de "ripple" à plena carga (2A)

a) A tensão de saída à plena carga é 12V (tensão em vazio) menos a queda de tensão na resistência interna da fonte (0.1Ω):

$$E_n = 12V - (0.1\Omega)(2A) = 11.8V$$

Logo, a regulação na carga é (na pior das hipóteses):

$$\frac{E_0 - E_n}{E_n} \times 100\% = \frac{12V - 11.8V}{11.8V} = \mathbf{1.7\%}$$

b) O factor de "ripple" é melhor do que,

$$\frac{10mV}{11.8V} \times 100\% = \mathbf{0.08\%}$$

Exemplo 4.7

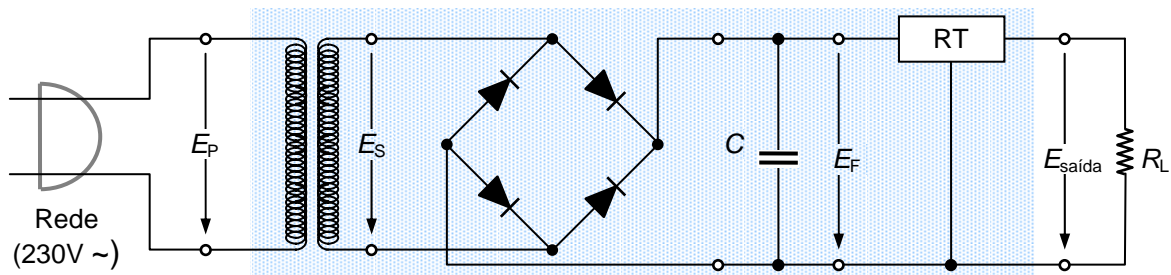


Fig. 4.66 – Esquema duma fonte de alimentação estabilizada.

Na fig. 4.66 apresenta-se o esquema completo duma fonte de alimentação. O bloco de estabilização utiliza o regulador integrado (linear) TL7805 que possui entre outras as seguintes características:

Tensão de entrada:	entre 7V e 20V
Tensão de saída (nominal):	5V
Corrente de saída (máxima)	1.5A
Regulação na carga:	2%

A da tensão na rede é 230V/50Hz, a razão de transformador é $a = 20$, e capacidade do condensador do filtro é $C = 3300\mu\text{F}$. Uma vez ligada a fonte à receptor, mediu-se aos seus terminais uma tensão de 4.95V para uma corrente de 1A.

Determinar: a) a valor da resistência de carga; b) a tensão à saída do transformador; c) o "ripple" à entrada do regulador; d) os valores médio e mínimo da tensão à entrada do regulador; e) o rendimento da fonte, considerando o transformador ideal e desprezando a queda de tensão nos díodos.

a) O valor da resistência de carga é $R_L = \frac{4.95\text{V}}{1\text{A}} = \mathbf{4.95\Omega}$

b) A tensão no secundário do transformador é,

$$E_S = E_P \frac{N_S}{N_P} = E_P \frac{1}{a} = \frac{220}{20} = \mathbf{11V_{ef}}$$

c) Uma vez que a corrente no emissor e no colector do transístor do regulador (em série com a carga) são aproximadamente iguais, é razoável admitir que corrente à entrada do regulador e na carga tem o mesmo valor (ver fig. 4.65). Logo, o "ripple" da tensão aos terminais do condensador é,

$$E_{Fr,p-p} = \frac{I_F}{C} \Delta t = \frac{1\text{A}}{3300\mu\text{F}} \times 10\text{ms} = \mathbf{3.0V_{p-p}}$$

d) O valor máximo da tensão aos terminais do condensador (desprezando a queda de tensão nos díodos) é $E_{Rm} = \sqrt{2} \times 11 = 15.4\text{V}$, e o valor médio da tensão à entrada do regulador é dado por,

$$E_{Fmédio} \approx E_{Rm} - \frac{1}{2} E_{Fr,p-p} = 15.4\text{V} - \frac{3\text{V}}{2} = \mathbf{13.9V}$$

O valor mínimo é $E_{F\min} \approx E_{Rm} - E_{Fr,p-p} = 12.4V$ (fig. 4.67). Note-se que os valores máximo e mínimo da tensão à entrada do regulador (12.4V e 15.4V), estão dentro dos limites especificados pelo fabricante (de 7V a 20V).

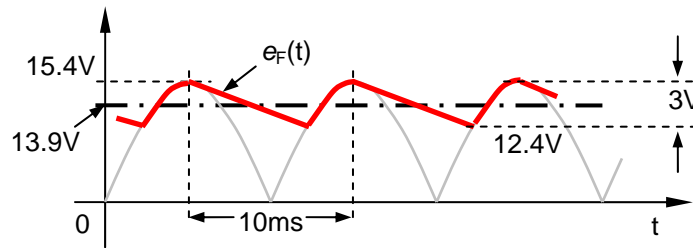


Fig. 4.67

d) Uma vez que se admite que, quer o transformador, quer o rectificador, não têm perdas, apenas o regulador dissipa potência. O valor médio das perdas neste bloco é

$$P_{\text{perdas}} = V_{CE} \cdot I_L = (E_{F\text{médio}} - E_{\text{saída}}) I_L \approx (13.9V - 5V) \times 1A = 8.9W$$

e a potência fornecida à carga é $P_{\text{saída}} = E_{\text{saída}} \cdot I_L \approx 5V \times 1A = 5W$. Logo o rendimento da fonte é

$$\text{rendimento} = \frac{\text{Potência de saída (CC)}}{\text{Potência de entrada (CA)}} = \frac{P_{\text{saída}}}{P_{\text{saída}} + P_{\text{perdas}}} = \frac{5W}{5W + 8.9W} = 36\%$$

4.3 Amplificadores

4.3.1 Introdução

Até aqui, sempre que nos referimos ao *amplificador* (secção 2.2), dissemos tratar-se de um bloco que, basicamente, produz uma saída que é igual ao sinal aplicado à sua entrada multiplicado por uma constante (pelo ganho, A):

$$saída = A \times entrada$$

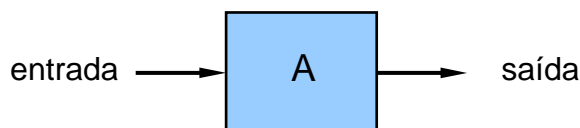


Fig. 4.68

A verdade é que existem também amplificadores cujo comportamento não é linear. Apesar de não irmos abordar este tipo de dispositivos, vimos já alguns exemplos: os circuitos das figuras 4.36 e 4.40 são de facto *amplificadores não-lineares*, que utilizam interruptores electrónicos (tirístores e triacs) para controlar a potência fornecida a um receptor. Em termos de bloco, as propriedades dum amplificador podem ser representadas pelo diagrama da fig. 4.69.

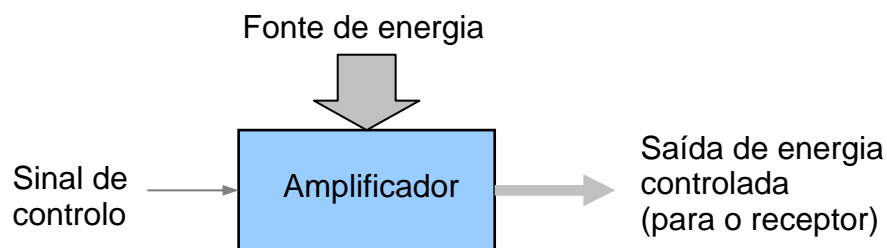


Fig. 4.69 – Fluxo de potência num amplificador.

Note-se que existem duas entradas de energia de níveis bem diferentes:

- o sinal de controlo (pequeno);
- a energia da fonte (grande).

O amplificador é pois *um dispositivo que controla (ou modela) o fluxo de potência duma fonte de energia para a carga, de acordo com um sinal de controlo*, cujo nível de energia pode ser muito pequeno (por vezes é desprezável). É óbvio que não é possível dispor na carga de mais energia do que aquela que a fonte é capaz de fornecer (na prática a energia disponível é sempre inferior, já que o processo de amplificação envolve perdas).

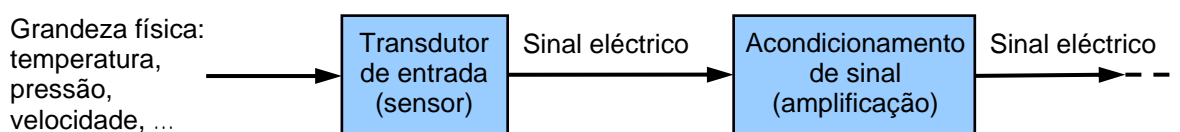


Fig. 4.70

Num sistema electrónico típico, ao transdutor de entrada (sensor), segue-se invariavelmente um amplificador. Os sensores convertem grandezas físicas (pressão, deslocamento, temperatura, etc.) em sinais eléctricos com baixos níveis de energia. Uma agulha de gira-discos, p. ex., ao percorrer sulcos do disco, converte as vibrações mecânicas correspondentes aos sons aí armazenados, numa tensão variável de alguns milivolts de amplitude. Seria inútil tentar ligar saída da agulha do gira-discos, directamente a uma coluna de som (o transdutor de saída que converte sinais eléctricos novamente em sons), já que os níveis de energia que estão em jogo nos dois transdutores são completamente distintos (muito maiores no caso das colunas). A saída da agulha tem que ser previamente amplificada – por meio dum *amplificador de áudio* –, para que os sons produzidos nas colunas sejam audíveis (fig. 4.71).

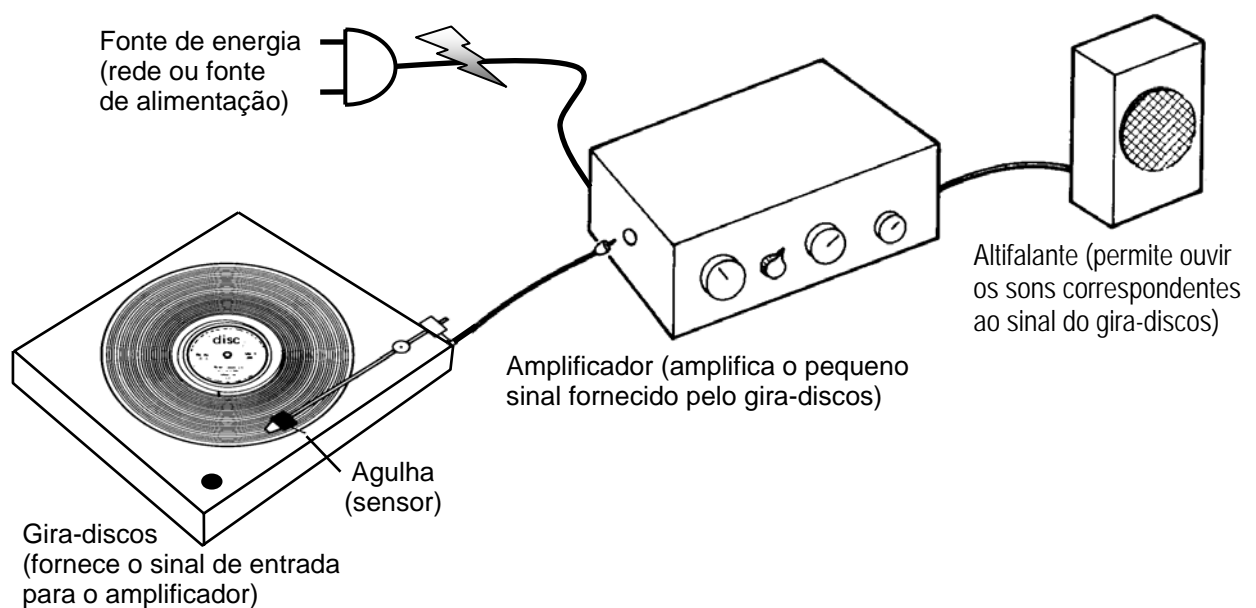


Fig. 4.72

A utilização de amplificadores nos *circuitos de acondicionamento de sinal* dos sensores, é apenas um exemplo de aplicação deste tipo de dispositivos. Na verdade todos os circuitos electrónicos, dos *filtros activos* e *osciladores*, aos *circuitos lógicos*, podem ser construídos a partir de amplificadores, juntamente com outros componentes básicos. De todos os blocos de circuitos electrónicos, o amplificador é de facto o mais importante.

Circuito equivalente do amplificador

Todos os amplificadores lineares podem ser representados por circuitos equivalentes muito semelhantes, quaisquer que sejam os princípios físicos do seu funcionamento. Para frequências baixas do sinal de entrada (suficientemente baixas para não termos que ter em conta a rapidez de resposta do amplificador), o circuito equivalente da saída dum

amplificador pode (pelo teorema de *Thevenin*) ser sempre representado por um fonte de tensão ideal, em série com uma resistência. O circuito de entrada, uma vez que dissipa energia (ainda que por vezes desprezável), pode ser representado por uma resistência (fig. 4.71).

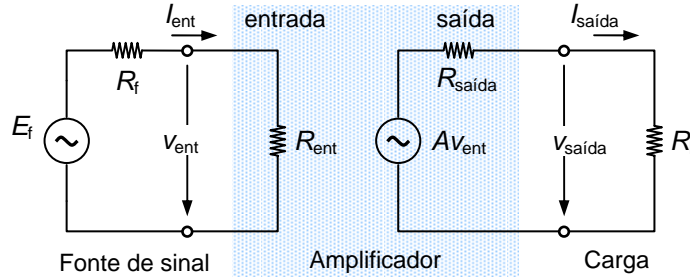


Fig. 4.72 – Equivalente de Thevenin do amplificador.

Relacionados com o esquema equivalente do amplificador, é possível definir os seguintes termos:

$$\textbf{Resistência de entrada} \rightarrow R_{ent} = \frac{V_{ent}}{I_{ent}}$$

$$\textbf{Resistência de saída} \rightarrow R_{saída} = \frac{A \cdot V_{ent} - V_{saída}}{I_{saída}}$$

Relativamente a estes dois parâmetros é importante notar o seguinte:

- para sermos rigorosos, deveríamos falar em *impedância de entrada* em vez de resistência, já que a *relação entre a corrente e a tensão à entrada de qualquer amplificador depende da frequência*; o mesmo se passa relativamente à sua *impedância de saída*;
- dependendo do modo como o amplificador é implementado, o valor de R_{ent} pode variar em função do valor da resistência de carga R_L ; do mesmo modo, o valor de $R_{saída}$, pode ser função da resistência interna da fonte de sinal, R_f .

$$\textbf{Ganho de tensão} \rightarrow A_v = \frac{V_{saída}}{V_{ent}}$$

Note-se que (regra do divisor de tensão),

$$V_{saída} = A \cdot V_{ent} \frac{R_L}{R_{saída} + R_L}$$

Logo,

$$A_v = A \frac{R_L}{R_{saída} + R_L}$$

ou seja, à medida que $R_L \rightarrow \infty$ (ou $R_{saída} \rightarrow 0$), $A_V \rightarrow A$. Por isso se diz que o parâmetro A é o *ganho em circuito aberto* do amplificador (sem nenhuma carga ligada à sua saída).

$$\text{Ganho de corrente} \rightarrow A_I = \frac{I_{saída}}{I_{ent}}$$

Como $I_{saída} = \frac{A \cdot V_{ent}}{R_{saída} + R_L}$ e $I_{ent} = \frac{V_{ent}}{R_{ent}}$, o ganho em corrente é dado por

$$A_I = A \frac{R_{ent}}{R_{saída} + R_L}$$

Ganho em potência

$$\rightarrow A_P = \frac{\text{potência disponível à saída do amplificador}}{\text{potência fornecida à entrada (de sinal) do amplificador}}$$

ou seja,

$$A_P = \frac{V_{saída} I_{saída}}{V_{ent} I_{ent}} = A_V A_I$$

Amplificadores e adaptação de impedâncias

A fonte que fornece o sinal à entrada dum amplificador pode ser vista como um gerador de corrente alternada que produz uma tensão E_f e possui em série uma resistência de saída R_f (ou, mais precisamente, uma impedância), como se mostra através do seu circuito equivalente na fig. 4.73 (a). A tensão disponível à entrada da fonte (V_{ent}) pode ser determinada pela regra do divisor de tensão:

$$V_{ent} = E_f \frac{R_{ent}}{R_f + R_{ent}}$$

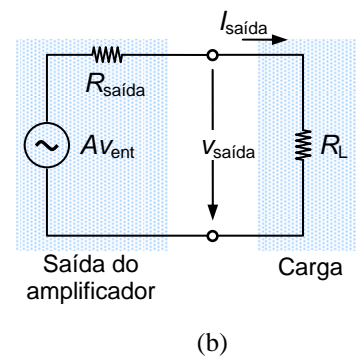
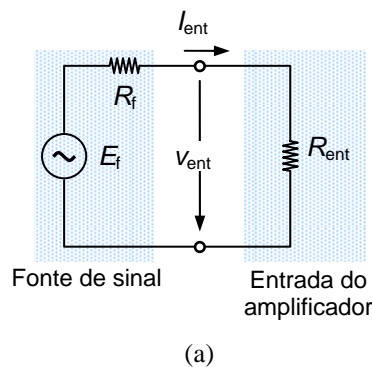


Fig. 4.73 – Adaptação do amplificador à fonte de sinal e à carga

Como se pode constatar, a tensão disponível à entrada do amplificador é sempre inferior a E_f por causa da queda de tensão provocada pela corrente I_{ent} na resistência interna R_f da fonte. Uma vez que a maior parte das fontes que se ligam à entrada dos amplificadores possuem uma capacidade muito limitada de fornecer energia (caso dos sensores, p. ex.), o

requisito mais comum a ter em consideração quando se liga uma fonte de sinal a um amplificador, é fazer com que V_{ent} tenha o maior valor possível. Para tanto deve garantir-se que $R_{ent} \gg R_f$.

Relativamente à saída dum amplificador, importa normalmente fornecer à carga a maior quantidade de energia que for possível. Para tanto, o teorema da máxima *transferência de potência* determina que a relação entre a impedância de saída do amplificador e a impedância da carga deve ser $R_L = R_{saída}$.

Resumindo, um amplificador deve estar devidamente *adaptado* ao transdutor ou circuito que produz o sinal aplicado à sua entrada, e aquele que recebe a sua saída (deve ser *compatível*). Isso significa normalmente, que na sua entrada deve assegurar-se a transferência de uma tensão máxima (fazendo $R_{ent} \gg R_f$) e na sua saída transferência de potência máxima (fazendo $R_L = R_{saída}$).

Exemplo 4.8

Considere-se uma fonte de sinal, um amplificador e uma carga com as seguintes características: $E_f = 15\text{mV}$, $R_f = 500\Omega$, $A = 100$, $R_{ent} = 1000\Omega$, $R_{saída} = 8\Omega$, $R_L = 8\Omega$ (ver fig. 4.72). a) Calcular a tensão de saída, $V_{saída}$; b) a potência fornecida à carga; c) a potência fornecida à carga se a impedância de entrada do amplificador fosse $R_{ent} = 10\text{k}\Omega$.

a) A tensão à entrada do amplificador é:

$$V_{ent} = E_f \frac{R_{ent}}{R_f + R_{ent}} = 15\text{mV} \frac{1000\Omega}{500\Omega + 1000\Omega} = 10\text{mV}$$

A tensão de saída do amplificador (em circuito aberto) é dada por,

$$A \cdot V_{ent} = 100 \times 10\text{mV} = 1\text{V}$$

e a tensão aos terminais da carga,

$$V_{saída} = A \cdot V_{ent} \frac{R_{saída}}{R_{saída} + R_L} = 1\text{V} \frac{8\Omega}{8\Omega + 8\Omega} = \mathbf{0.5V}$$

b)
$$\text{Potência na carga} = \frac{V_{saída}^2}{R_L} = \frac{(0.5\text{V})^2}{8\Omega} \approx \mathbf{0.03W}$$

c)

$$V_{ent} = 15\text{mV} \frac{10000\Omega}{500\Omega + 10000\Omega} = 14.3\text{mV}$$

$$V_{saída} = A \cdot V_{ent} \frac{R_{saída}}{R_{saída} + R_L} = 1.43\text{V} \frac{8\Omega}{8\Omega + 8\Omega} = \mathbf{0.714V}$$

$$\text{Potência na carga} = \frac{(0.714\text{V})^2}{8\Omega} \approx \mathbf{0.06W}$$

4.3.3 Especificações

Já referimos algumas das características importantes associadas ao desempenho de amplificadores, concretamente, o sua **impedância de entrada**, a **impedância de saída** e o **ganho**.

O ganho traduz a relação entre o sinal aplicado à entrada e o obtido à saída e exprime-se muitas vezes em decibéis (dB):

$$\text{Ganho de tensão em dB} = 20 \log_{10} \frac{V_{saída}}{V_{ent}}$$

$$\text{Ganho de corrente em dB} = 20 \log_{10} \frac{I_{saída}}{I_{ent}}$$

$$\text{Ganho de potência em dB} = 20 \log_{10} \frac{P_{saída}}{P_{ent}}$$

Existem outras especificações importantes relacionadas com amplificadores, algumas das quais se sumariam em seguida.

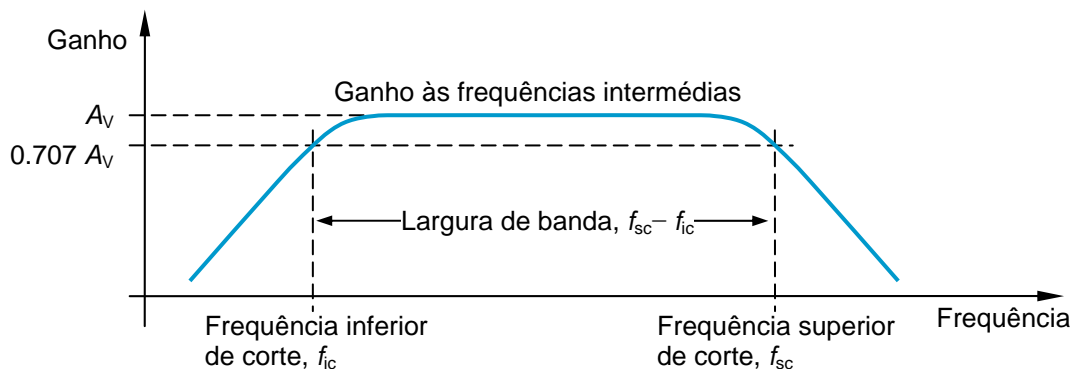


Fig. 4.74— Relação típica entre o ganho dum amplificador e a frequência do sinal amplificado.

Resposta em frequência

O circuito equivalente do amplificador da 4.72 é válido apenas para baixas frequências, isto é, quando o sinal de entrada varia lentamente ao longo do tempo. É claro que a medida exacta da lentidão com que o sinal deve variar depende do tipo de amplificador de que estamos a falar (uma frequência baixa tanto pode significar um sinal de alguns Hz, como um sinal de vários MHz). Para o circuito equivalente estar completo, seria necessário incluir em posições apropriadas, alguns condensadores. O facto da impedância dos condensadores depender da frequência faz (entre outras razões) com que o ganho de qualquer amplificador não seja constante (depende também da frequência). Na fig. 4.75 apresenta-se a curva de resposta em frequência típica dum amplificador. Note-se que existe uma determinada gama

de *frequências intermédias*, para as quais o ganho se mantém praticamente constante. Acima e abaixo dessas frequências o ganho diminui rapidamente. Define-se *frequência superior de corte* (f_{sc}) como sendo aquela acima da qual o ganho em tensão do amplificador diminui para 70.7% do ganho para as frequências intermédias (A_V), ou seja, sofre uma atenuação de -3dB (ver fig. 4.74). Do mesmo modo, a *frequência inferior de corte* (f_{ic}) é aquela abaixo da qual o ganho em tensão do amplificador diminui para 70.7% de A_V . Na prática, a curva de resposta em frequência ilustra o seguinte facto: se variarmos a frequência do sinal aplicado à entrada dum amplificador acima da sua frequência superior de corte (ou abaixo de f_{ic}), a amplitude da saída diminui, mesmo que se mantenha a amplitude da entrada constante.

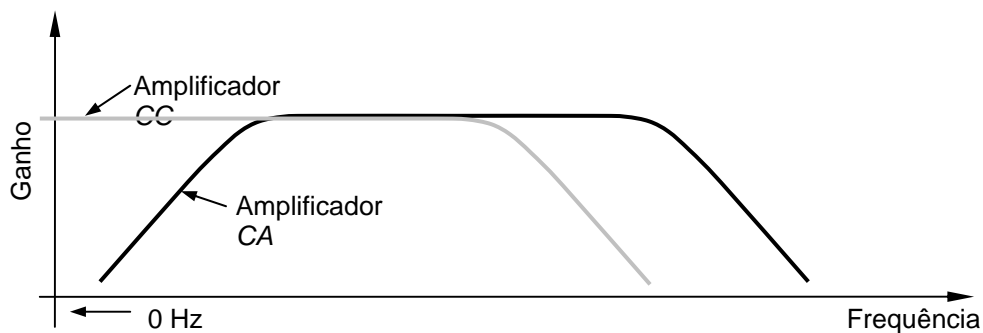


Fig. 4.75

A resposta em frequência dum amplificador é especificada normalmente em termos dos valores de f_{ic} e f_{sc} . A diferença $f_{sc} - f_{ic}$, é a *largura de banda* do amplificador. Para alguns amplificadores $f_{ic} = 0$ (fig. 4.75), significando que são capazes de amplificar a componente contínua dum sinal. Designam-se por isso mesmo por *amplificadores de corrente contínua* (ou de *acoplamento cc*). Os restantes são *amplificadores de corrente alternada* (ou de *acoplamento ca*).

A curva de resposta em frequência dum amplificador depende da aplicação a que se destina. Na fig. 4.76 apresentam-se alguns exemplos.

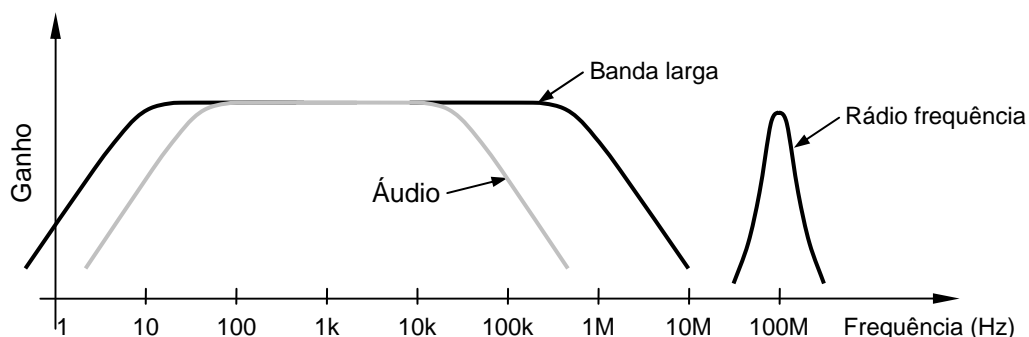


Fig. 4.76 – Curvas de resposta em frequência para diferentes tipos de amplificador.

Para um *amplificador de audio*, p. ex., não faz sentido uma resposta em frequência para além dos 20Hz-20kHz, uma vez que o ouvido humano não é capaz de ouvir sinais

(sonoros) cuja frequência seja inferior a 20Hz ou superior a 20kHz (na prática só mesmo os amplificadores Hi-Fi de boa qualidade é que possuem a esta largura de banda). Um amplificador para o sinal proveniente dum sensor de temperatura terá que ser um amplificador *cc* – a temperatura é uma grandeza física que pode manter-se praticamente constante durante determinados períodos de tempo; quanto à sua f_{sc} , um valor de alguns Hz é, neste caso, normalmente mais do que suficiente (são raras as aplicações onde um sinal de temperatura pode ter variações rápidas ao longo do tempo). Os amplificadores de *rádio-frequência* são, invariavelmente, muito selectivos, isto é, amplificam apenas as frequências dentro duma banda muito estreita (é o caso dos circuitos de sintonia dos receptores de rádio ou TV). Para um *amplificador de banda-larga* passa-se o inverso – o ganho mantém-se constante para um gama estendida de frequências (tipicamente desde abaixo de 10Hz até acima de MHz).

Distorção

Nenhum amplificador possui um comportamento perfeitamente linear, já que é impossível conseguir na prática que o ganho seja rigorosamente constante (ele depende da própria amplitude do sinal amplificado). A *distorção harmónica (THD)* é uma medida da fidelidade com que um amplificador reproduz na saída o sinal aplicado à sua entrada. Sempre que um sistema tem um comportamento não-linear produz, para um sinal de entrada sinusoidal de determinada frequência, uma saída também sinusoidal e da mesma frequência (a componente fundamental), mais uma série de outros sinais de frequências múltiplas da primeira, que se designam por harmónicos (capítulo 2, secção 2.3.1). A distorção exprime-se frequentemente em termos da percentagem do conteúdo harmónico da tensão de saída:

$$THD = \frac{\text{conteúdo de harmónicos da tensão de saída (valor eficaz)}}{\text{tensão de saída total (valor eficaz)}} \times 100\%$$

A distorção dum amplificador ideal deveria ser 0%. Na prática o valor da distorção depende da potência fornecida pelo amplificador à carga, conforme indica a fig. 4.77.

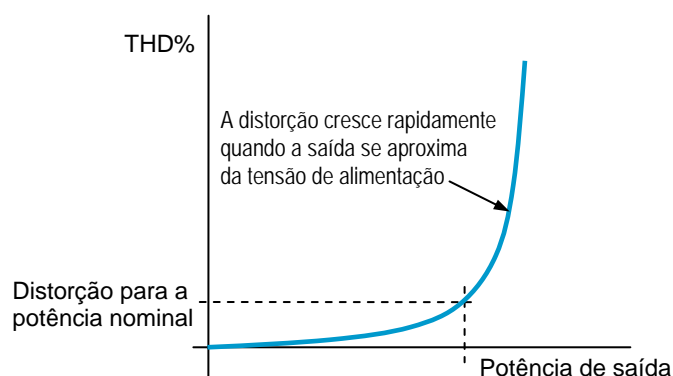


Fig. 4.77 – Relação entre a THD e a potência de saída

Relação sinal-ruído

Para além do sinal que é aplicado à entrada do amplificador, existem outras *entradas não desejadas* (com diferentes origens) que são também (inevitavelmente) amplificadas, e que se designam genericamente por *ruído*. A *relação sinal-ruído* é uma medida da maior ou menor sensibilidade dum amplificador ao ruído. Na prática especifica-se normalmente a razão entre a relação sinal-ruído à entrada e à saída do amplificador, ou seja, trata-se duma medida da deterioração do sinal amplificado, por causa do ruído:

$$\begin{aligned} \text{Razão da relação sinal ruído} &= \frac{\text{relação sinal ruído na entrada}}{\text{relação sinal ruído na saída}} \\ &= \frac{\frac{P_{S_{ent}}}{P_{R_{ent}}}}{\frac{P_{S_{saída}}}{P_{R_{saída}}}} = \frac{P_{R_{saída}}}{P_{R_{ent}}} \times \frac{1}{A_P} \end{aligned}$$

onde $P_{S_{ent}}$ é a potência do sinal à entrada, $P_{R_{ent}}$ a potência do ruído à entrada, $P_{S_{saída}}$ a potência do sinal à saída, $P_{R_{saída}}$ a potência do ruído à saída, e A_P o ganho de potência do amplificador. É um número que se exprime habitualmente em *dB*.

Tensão de saída

Para algumas aplicações é importante conhecer qual é o excursão máxima permitida à tensão de saída sem que haja distorção significativa (especificada em valores de pico ou pico-a-pico).

Potência de saída

É o valor eficaz da potência de saída, especificado para uma carga de determinada impedância, para um determinado valor de *THD*, e para uma dada frequência.

Alimentação

É a indicação dos requisitos em termos de tensão e de corrente de alimentação (note-se que alguns amplificadores necessitam de mais do que uma tensão *cc* de alimentação).

Rendimento (ou eficiência)

Nem toda a energia fornecida ao amplificador pela sua fonte de alimentação é transferida para a carga. O rendimento dum amplificador define-se do seguinte modo:

$$\text{Rendimento} = \frac{\text{potência de saída}}{\text{potência fornecida ao amplificador}} \times 100\%$$

O rendimento é normalmente especificado para a potência de saída nominal.

Amplificadores realimentados ("Feedback")

Em circuitos amplificadores utiliza-se frequentemente *realimentação* ("feedback") por forma a melhorar as suas características. Como o próprio nome sugere, "realimentar" implica tomar parte da energia à saída do amplificador e aplicá-la de novo à entrada. Dito doutro modo, os sistemas de amplificação são muitas vezes sistemas em malha fechada (como os discutidos no cap. 2, secção 2.3.2), com o diagrama de blocos típico da fig. 4.78.

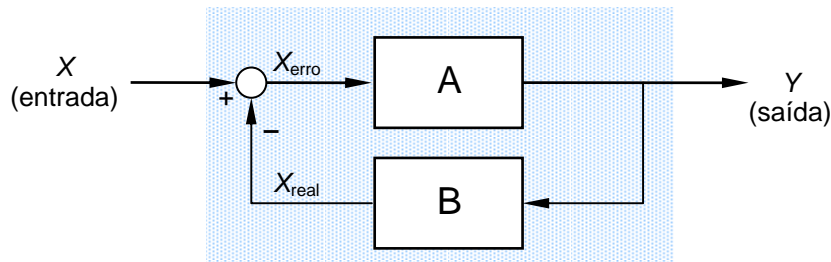


Fig. 4.78 – Diagrama de blocos de um amplificador realimentado

Existem dois tipos de realimentação: *realimentação positiva*, quando o sinal de realimentação (X_{real}) *reforça* a entrada (ou, mais precisamente, está em fase com a entrada), e *realimentação negativa*, quando X_{real} se opõe à entrada. Nos circuitos onde o amplificador funciona como dispositivo linear utiliza-se quase sempre realimentação negativa (excepto nos circuitos osciladores).

Relativamente ao diagrama da fig. 4.74, note-se o seguinte:

$$Y = A \cdot X_{erro}$$

$$X_{erro} = (X - X_{real}) = (X - B \cdot Y)$$

Logo,

$$Y = A(X - B \cdot Y) \quad \rightarrow \quad \frac{Y}{X} = \frac{A}{1 + A \cdot B}$$

Para $AB \gg 1$, o *ganho em malha fechada* do amplificador (A_f) vem,

$$A_f = \frac{Y}{X} \approx \frac{1}{B}$$

O produto AB designa-se por *ganho em anel* do amplificador. O que acabámos de concluir, é que desde que o valor de AB seja elevado, *o ganho dum amplificador realimentado depende apenas das características da malha de realimentação*, ou seja, do valor de B . Note-se que como resultado da aplicação de realimentação negativa, a nova entrada do amplificador (X_{erro}) vem reduzida, pelo que o ganho em malha-fechada A_f , é sempre inferior ao ganho em malha aberta, A . Em contrapartida, a gama de tensões que é possível aplicar à entrada para ser amplificada aumenta, e o valor de A pode fazer-se muito

elevado *sem grandes preocupações de linearidade ou de estabilidade*, já que o ganho que o ganho final (A_f) dependerá somente de B .

Recapitulando, os circuitos amplificadores incluem normalmente realimentação por forma a retirar-se a seguintes vantagens:

- Ganho constante (estável) e previsível;
- Menor distorção no sinal de saída;
- Melhor resposta em frequência, isto é, maior largura de banda.

4.3.3 O Amplificador Operacional – Blocos Básicos

Os amplificadores electrónicos são construídos basicamente com transístores. No entanto, a utilização de transístores como componentes discretos para implementar circuitos amplificadores é hoje pouco habitual, recorrendo-se com mais frequência a circuitos integrados (ou quando muito a circuitos híbridos, isto é, um misto de circuitos integrados e componentes discretos). Um circuito integrado largamente utilizado nas mais variadas aplicações é o *amplificador operacional* (ampop). Foi inicialmente concebido para resolver electronicamente equações matemáticas, executando operações como a adição, a integração, etc., em *computadores analógicos*, mas o interesse desta máquinas é hoje em dia muito reduzido (utilizando-se com vantagens o computador digital). O *CI* dum ampop típico inclui cerca de 20 transístores, algumas resistências e pequenos condensadores.

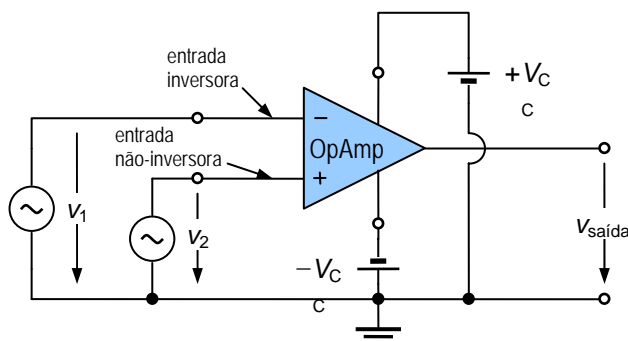


Fig. 4.79

O ampop é um dispositivo com uma saída e duas entradas: a entrada *não-inversora*, que se identifica com o sinal "+", e a *entrada inversora*, identificada com o sinal "-" (fig. 4.79). Funciona habitualmente alimentado a partir uma fonte de tensão dupla $\pm V_{CC}$ (isto é, duas tensões simétricas, $+V_{CC}$ e $-V_{CC}$, em torno de 0V), na gama de $\pm 5V$ a $\pm 15V$. O ponto central da fonte de alimentação, ou seja 0V, é normalmente utilizado como referência (comum às entradas e à saída). Não deve confundir-se os sinais de identificação das duas entradas, com a polaridade das fontes de alimentação, as quais, por uma questão de clareza, não se representa habitualmente nos circuitos com ampops.

O ampop possui como principais propriedades as seguintes:

- um *ganho de tensão em malha aberta* muito elevado; valores como $A = 10^5$ para componentes contínuas e baixas frequências são comuns; o ganho diminui à medida que a frequência aumenta;
- uma impedância de entrada muito elevada, tipicamente entre $10^6\Omega$ e $10^{12}\Omega$, de tal modo que a corrente que flui nas suas entradas é mínima;
- uma impedância de saída baixa, vulgarmente cerca de 100Ω , o que quer dizer que a tensão de saída é transferida de forma eficiente para qualquer carga superior a alguns $k\Omega$.

A relação entre a tensão de saída e a das entradas é dada por

$$v_{saída} = A(v_2 - v_1),$$

o que significa que o ampop é basicamente um amplificador diferencial, isto é amplifica a diferença entre as tensões v_1 , e v_2 aplicada às suas entradas. Existem assim três possibilidades:

- se $v_1 > v_2$, $v_{saída}$ é negativo;
- se $v_1 < v_2$, $v_{saída}$ é positivo;
- se $v_1 = v_2$, $V_{saída}$ é zero (pelo menos teoricamente).

Por forma a simplificar a análise de circuitos com ampops, é vulgar admitir (sem introduzir normalmente grandes erros) que se trata dum dispositivo ideal, com um ganho em malha aberta aproximando-se de infinito, uma impedância de entrada infinita (a corrente nas entradas é nula) e uma impedância de saída desprezável.

Ao admitir que $A \rightarrow \infty$, e uma vez que a tensão de saída terá que ter sempre um valor finito (necessariamente inferior à tensão de alimentação), é-se levado a concluir que sempre que o opamp funciona como dispositivo linear, as entradas v_1 e v_2 *estão virtualmente ao mesmo potencial* ($(v_2 - v_1) = 0$):

$$v_{saída} = A(v_2 - v_1)$$

finito ∞ 0

Tendo em conta estas simplificações, estudaremos em seguida alguns blocos de circuitos amplificadores básicos, construídos à custa de amp ops, resistências e, por vezes, condensadores. Tratam-se todos eles de circuitos lineares, embora com características específicas conseguidas à custa de diferentes de malhas realimentação negativa.

Amplificador Não-Inversor

Na fig. 4.80 apresenta-se o circuito básico do *Amplificador Não-Inversor*. A expressão do ganho em tensão da montagem pode obter-se facilmente tendo em atenção que, uma vez que a corrente na entrada "-" é desprezável, a tensão v_1 é dada por,

$$v_1 = v_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \text{ (regra do divisor de tensão)}$$

Por outro lado, como as entradas "+" e "-" estão virtualmente ao mesmo potencial, $v_1 = v_{ent}$, ou seja,

$$v_{ent} = v_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} = v_{saída} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Logo,

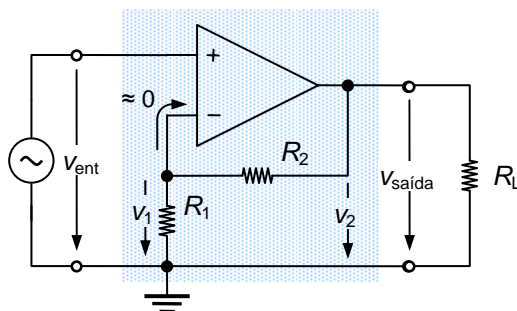


Fig. 4.80 – Amplificador Não-Inversor: circuito básico.

Como se pode constatar, o ganho em tensão depende apenas do valor das resistências R_1 e R_2 e é sempre superior à unidade. Se, p. ex., $R_1 = 1\text{k}\Omega$, $R_2 = 10\text{k}\Omega$ e aplicarmos à entrada uma tensão sinusoidal de $1\text{V}_{\text{p-p}}$ de amplitude, a tensão de saída é uma sinusóide da mesma frequência e com a mesma fase, mas com $11\text{V}_{\text{p-p}}$ de amplitude.

Confrontando o circuito da fig. 4.80 com o diagrama de blocos da fig. 4.78, rapidamente se conclui tratar-se dum amplificador realimentado, onde A é o ganho em malha aberta do ampop (fig. 4.81), e

$$B = \frac{v_{real}}{v_{saída}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Como a condição $BA \gg 1$ é facilmente satisfeita (recorda-se que para um ampop $A \rightarrow \infty$), o ganho em malha fechada da montagem vem

$$\frac{v_{saída}}{v_{ent}} = \frac{A}{1 + A \cdot B} \approx \frac{1}{B}$$

ou seja, confirma-se

$$\frac{v_{saída}}{v_{ent}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

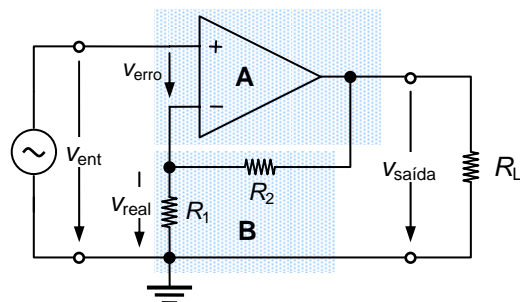


Fig. 4.81

Todas as aplicações lineares de ampops utilizam montagens com realimentação negativa, embora nem sempre seja tão óbvio identificar os valores de A e B .

O circuito da fig. 4.82 é uma caso particular da montagem não-inversora onde $R_1 = \infty$ e $R_2 = 0$. O ganho em tensão é pois,

$$\frac{v_{saída}}{v_{ent}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1$$

ou seja, a tensão de saída é igual à de entrada. O circuito chama-se por isso *seguidor de tensão*. Possui uma impedância de entrada extremamente elevada e uma impedância de saída muito baixa. A sua principal aplicação consiste na sua utilização como *bloco de isolamento* ("buffer"), garantindo ganho em corrente e permitindo a adaptação duma fonte de sinal de alta impedância a uma carga de baixa impedância. É utilizado, por exemplo, na entrada dos voltímetros analógicos, onde é necessária uma impedância de entrada o mais elevado possível (para não perturbar o circuito que está a ser testado) e a tensão de saída é medida por uma galvanómetro de quadro móvel, de impedância relativamente baixa.

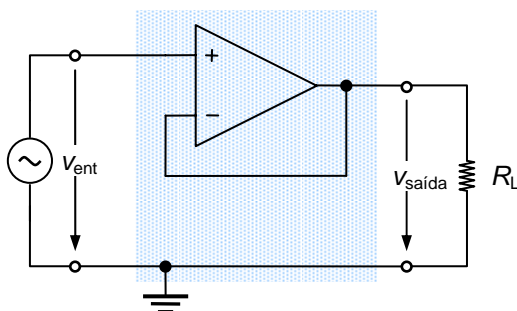


Fig. 4.82 – Seguidor de Tensão: configuração básica

Amplificador Inversor

Na fig. 4.83 apresenta-se o circuito básico do *Amplificador Inversor*. Note-se que uma vez que a corrente na entrada inversora é desprezável (nula segundo as aproximações que temos vindo a fazer), a corrente (i) nas resistências R_1 e R_2 é a mesma. Logo,

$$v_1 = R_1 \cdot i \quad \text{e} \quad v_2 = R_2 \cdot i$$

Por outro lado, uma vez que a entrada "-" do amp. op. está virtualmente ao mesmo potencial da entrada "+", ou seja, 0V, somos levados a concluir que,

$$v_{ent} = v_1 \quad \text{e} \quad v_{saída} = -v_2$$

Logo, a relação entre a entrada e a saída é determinada por

$$\frac{v_{saída}}{v_{ent}} = \frac{-v_2}{v_1} = \frac{-R_2 i}{R_1 i} \rightarrow \frac{v_{saída}}{v_{ent}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Mais uma vez, o ganho em tensão (ou o ganho em malha fechada) do amplificador depende apenas do valor de resistências. O sinal "menos" que aparece na expressão significa que a saída vem *invertida* relativamente à entrada. Se, p. ex., $R_1 = 1\text{k}\Omega$, $R_2 = 10\text{k}\Omega$ e aplicarmos à entrada uma tensão sinusoidal de $1\text{V}_{\text{p-p}}$ de amplitude, a tensão de saída é uma sinusóide da mesma frequência *desfasada* 180° , e com $10\text{V}_{\text{p-p}}$ de amplitude (ver fig. 4.84).

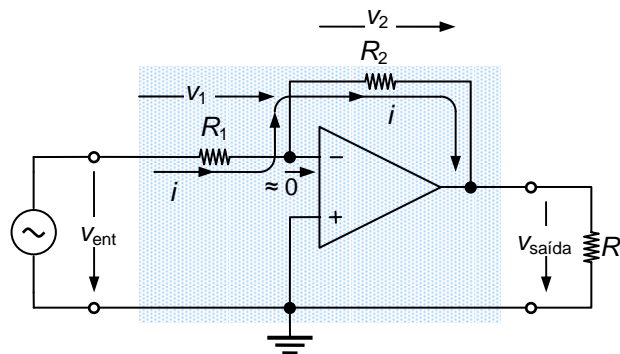


Fig. 4.83 – Amplificador Inversor: circuito básico.

Outra característica interessante do montagem inversora, reside no facto de permitir que a sua impedância de entrada seja facilmente controlada. Uma vez que o ponto *P* do circuito (fig. 4.85) é uma *terra virtual* (isto é, está para efeitos práticos a um potencial de 0V), a impedância de entrada R_{ent} do amplificador é de facto igual a R_1 . (É pois possível fixar o valor da impedância de entrada ajustando o valor de R_1 .)

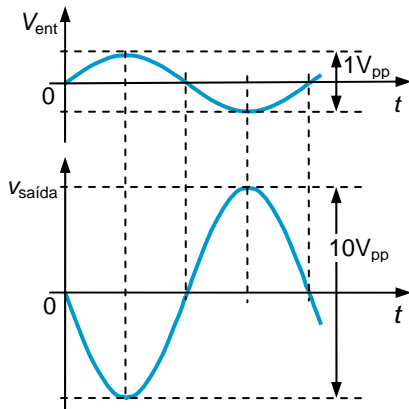


Fig. 4.84

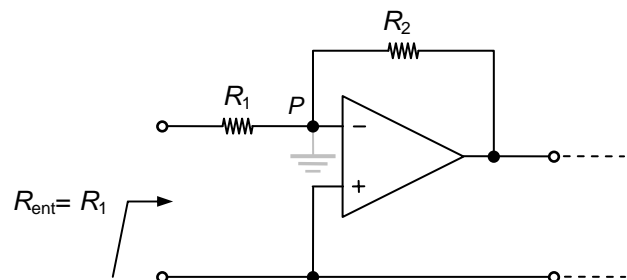


Fig. 4.85

Amplificador Diferencial

Na fig. 4.86, apresenta-se o circuito básico do *Amplificador Diferencial*. Como veremos em seguida, o circuito amplifica a *diferença* entre os sinais aplicados às suas duas entradas (v_1 e v_2). Uma vez que se trata dum circuito linear, podemos aplicar princípio da sobreposição (cap. 1, secção 1.2.7) para determinar a relação entre a saída e as duas entradas. Começando por fazer $v_2 = 0V$, obtemos o circuito da fig. 4.87 (a). Note-se que como a corrente na entrada "+" do amp. op. é nula, o mesmo acontece à corrente no paralelo $R_1//R_2$ em série com essa entrada. Como resultado, a queda de tensão em $R_1//R_2$ é zero e a entrada "+" está a um potencial de 0V. A relação entre $v'_{saída}$ e v_1 é por isso exactamente a mesma da montagem inversora:

$$\frac{v'_{saída}}{v_1} = -\frac{R_2}{R_1} \rightarrow v'_{saída} = -\frac{R_2}{R_1} v_1$$

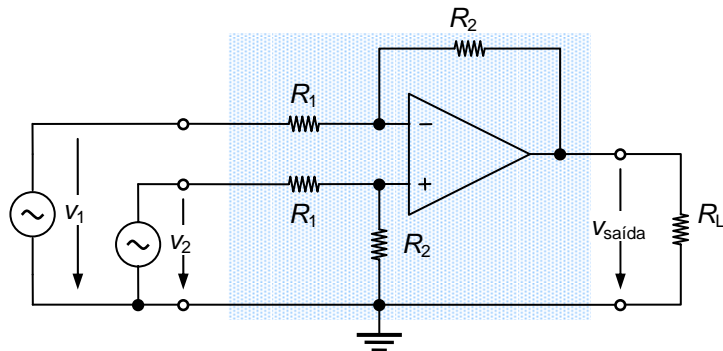


Fig. 4.86 – Amplificador Diferencial: circuito básico.

Fazendo agora $v_1 = 0$ por forma a determinar a contribuição da entrada v_2 para a saída ($v''_{saída}$), obtemos o circuito da fig. 4.87 (b). A tensão v^+ aos terminais da resistência R_2 é dada por (regra do divisor de tensão),

$$v^+ = v_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

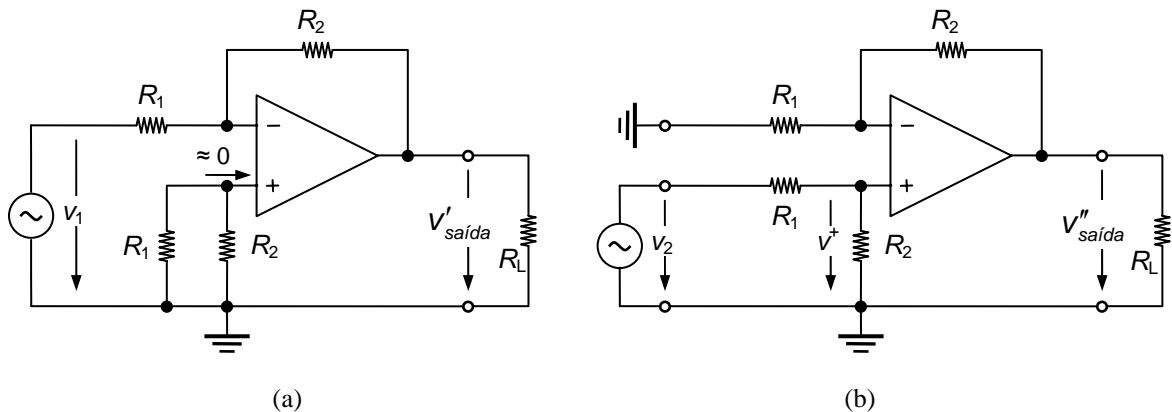


Fig. 4.87

Por outro lado, v^+ é a tensão aplicada à entrada numa montagem não-inversora, pelo que a sua relação com $v''_{saída}$ é determinada por,

$$v''_{saída} = v^+ \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Logo,

$$v''_{saída} = v_2 \underbrace{\frac{R_2}{R_1 + R_2}}_{v^+} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} = v_2 \frac{R_2}{R_1}$$

Somando as contribuições das duas entradas para a saída do amplificador, obtemos finalmente,

$$v_{saída} = v'_{saída} + v''_{saída} = -\frac{R_2}{R_1} v_1 + \frac{R_2}{R_1} v_2$$

$$v_{saída} = \frac{R_2}{R_1} (v_2 - v_1)$$

Uma aplicação típica de amplificadores diferenciais consiste na sua utilização para amplificar o sinal obtido a partir de sensores ligados numa *ponte de Wheatstone*.

Outros amplificadores (computação analógica)

Na fig. 4.88 apresenta-se o circuito básico dum *Amplificador Somador* (ou, simplesmente, *somador*). Aplicando o princípio da sobreposição e seguindo o mesmo raciocínio utilizado para determinar o ganho da montagem inversora, obteríamos a seguinte relação entre a tensão de saída e as tensões aplicadas às diferentes (n) entradas:

$$v_{saída} = -\left(\frac{R}{R_1} v_1 + \frac{R}{R_2} v_2 + \dots + \frac{R}{R_n} v_n \right)$$

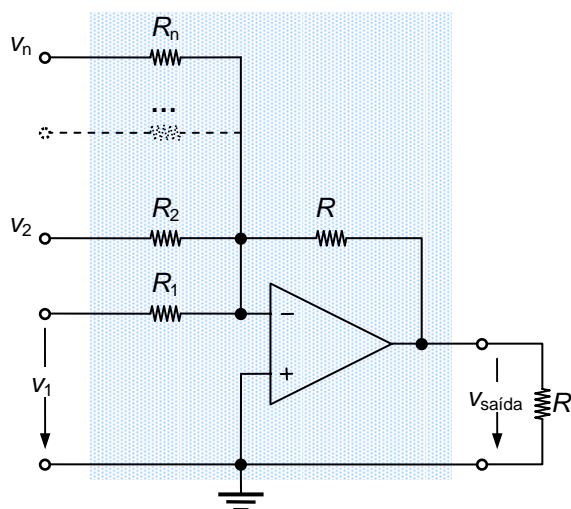


Fig. 4.88 – Amplificador Somador: circuito básico.

Como o próprio nome sugere, a saída do circuito da fig. 4.88 é uma *soma pesada* das tensões aplicadas nas entradas. Note-se que o Amplificador Inversor é um caso particular dum circuito somador (com apenas uma entrada).

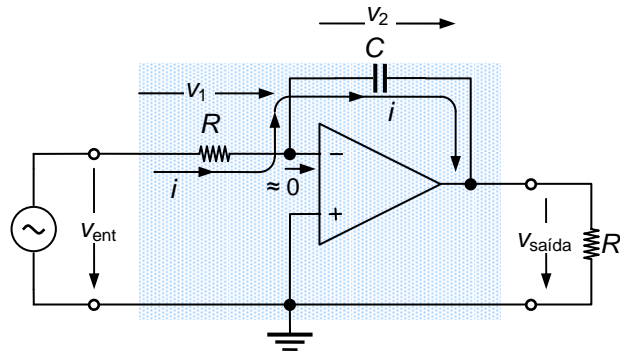


Fig. 4.89 – Integrador: circuito básico.

O circuito da fig. 4.89 é um *Amplificador Integrador*. Trata dum montagem idêntica à do Amplificador Inversor, onde apenas se substituiu o resistência R_2 da malha de realimentação por um condensador. Tal como na montagem inversora corrente i (comum a R e a C) é determinada por

$$i = \frac{v_1}{R} = \frac{v_{ent}}{R}$$

Por outro lado,

$$i = C \frac{dv_2}{dt} = C \frac{d(-v_{saída})}{dt}$$

Logo,

$$C \frac{d(-v_{saída})}{dt} = \frac{v_{ent}}{R} \quad \rightarrow \quad v_{saída} = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_{ent} d\tau + V_{ic}$$

ou seja, a saída Amplificador Integrador é proporcional ao inverso do *integral* do sinal (tensão) aplicado à sua entrada. V_{ic} é a tensão aos terminais no instante $t = 0$ (se o condensador estiver inicialmente descarregado, $V_{ic} = 0$). Por exemplo, se $R = 100\text{k}\Omega$, $C = 10\mu\text{F}$, se tensão de entrada for 3V (constante) e o condensador estiver descarregado no instante inicial, a tensão de saída é a indicada na fig. 4.90, isto é, decresce segundo uma rampa com uma inclinação de -3V/s , até atingir uma tensão próxima de -15V (admitindo que o amp. op. é alimentado a $\pm 15\text{V}$).

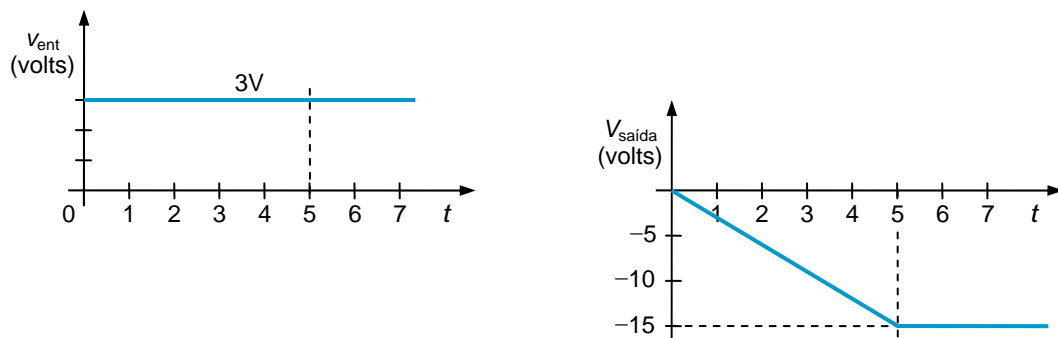


Fig. 4.90

De modo idêntico era possível demonstrar que a tensão de saída do *Amplificador Diferenciador* da fig. 4.91 (não confundir com o amplificador diferencial já estudado) está relacionada com a tensão de entrada pela expressão,

$$v_{saída} = -RC \frac{dv_{ent}}{dt}$$

ou seja, a saída é proporcional ao inverso da derivada do sinal aplicado à entrada.

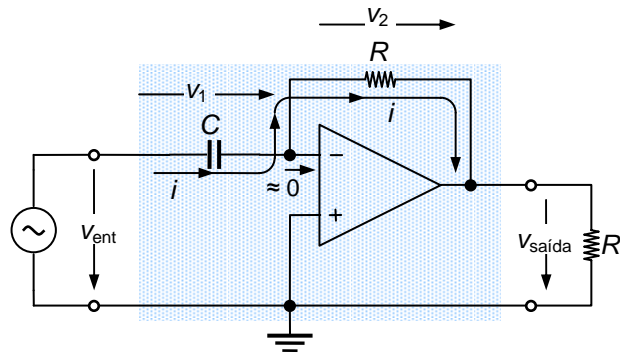


Fig. 4.91 – Diferenciador: circuito básico.

4.4 Componentes Digitais

4.4.1 Conceitos Básicos

A electrónica digital diz respeito aos circuitos onde os transístores funcionam como comutadores (encontram-se num de dois *estados* – “ligados” ou “desligados” –, ver cap. 4.1.2) e por isso os sinais possuem a forma de impulsos eléctricos (fig. 4.92). As entradas e saídas destes circuitos envolvem apenas dois níveis de tensão: um nível ‘alto’ próximo da tensão de alimentação (frequentemente +5V), e um nível ‘baixo’, próximo dos 0V. Num esquema dito de *lógica positiva*, é habitual associar ao nível ‘alto’ o *valor lógico 1* e ao nível ‘baixo’ o *valor lógico 0*.

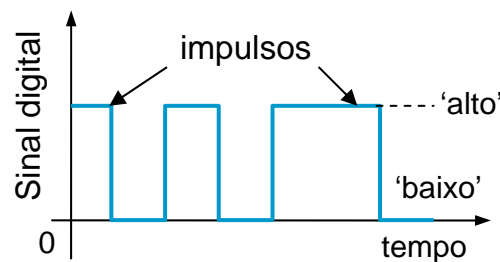


Fig. 4.92

É possível imaginar outro tipo de *eventos binários* relacionados com circuitos electrónicos, como se sugere na fig. 4.93.

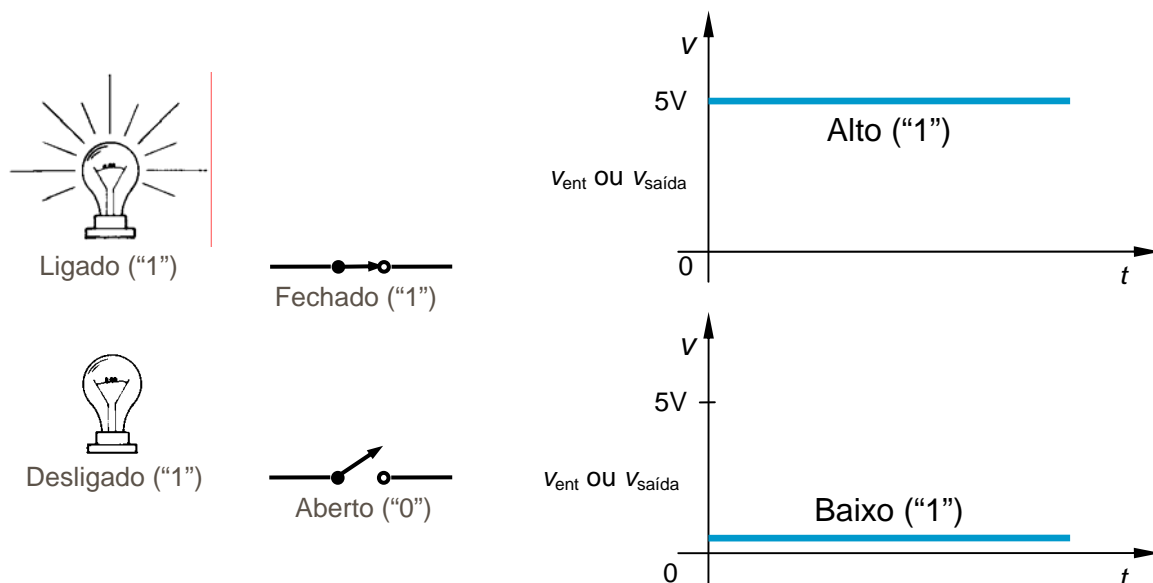


Fig. 4.93

Os circuitos digitais são construídos com circuitos integrados (cap. 4.1.4) e utilizados em máquinas de calcular, relógios electrónicos, computadores digitais, em sistemas de controlo (p. ex., em electrodomésticos como as máquinas de lavar, ou nos robôs utilizados em controlo de processos na indústria) e, cada vez mais, em sistemas de telecomunicações.

Sistema de Numeração Binário

Seguramente pelo facto de possuírem dez dedos, os seres humanos utilizam sistema de numeração de base 10. Um tal sistema seria, no entanto, demasiado complicado para representar valores em circuitos electrónicos. Os circuitos digitais utilizam um sistema de numeração mais simples – o *sistema binário* – onde existem apenas dois dígitos ou bits (*binary digits*): o 0 e o 1 (se "digital" sugere algo que tem a ver com os dedos, neste caso estes seriam apenas dois).

Os sistemas de numeração são posicionais: o valor de um número depende não só do símbolo que o representa mas também da posição que ocupa. Os números 625 e 526, por exemplo, são diferentes, apesar de possuírem os mesmos símbolos. Um número como o 625 pode ser visto como a abreviatura de,

$$6 \times 10^2 + 2 \times 10^1 + 5 \times 10^0 = 600 + 20 + 5 = 625.$$

Assim, 625 são 6 centenas (10^2), 2 dezenas (10^1) e 5 unidades (10^0). Todos os números decimais, independente do seu valor, são representados deste modo.

O sistema binário é também posicional. O número 1101, por exemplo, é igual a

$$1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 8 + 4 + 0 + 1 = 13$$

Quando se comparam números de diferentes sistemas de unidades, é habitual colocar um subscrito igual ao número base depois do número. Assim, escreve-se

$$13_{10} = 1101_2$$

Conversão decimal – binário. Para converter um número decimal (inteiro) para um número binário utiliza-se o seguinte procedimento:

1. Dividir o número por 2; anotar o resto (que é 0 ou 1)
2. Dividir novamente o quociente parcial resultante do passo 1. e anotar o resto
3. Repetir os passos anteriores até se obter um quociente zero.
4. O número binário é constituído pelos restos que foram sendo obtidos, agrupados de tal modo que o primeiro resto é o bit menos significativo (LSB – "*Least Significant Bit*") e o último resto o bit mais significativo (MSB – "*Most Significant Bit*").

Exemplo 4.9: Converter o número 19_{10} para um número binário.

$$\begin{array}{r}
 19 \overline{) 2} \\
 \underline{18} \\
 1 \overline{) 2} \\
 \underline{2} \\
 0 \overline{) 2} \\
 \underline{2} \\
 0 \overline{) 2} \\
 \underline{2} \\
 0 \overline{) 2} \\
 \underline{2} \\
 0 \overline{) 2} \\
 \underline{2} \\
 0
 \end{array}$$

Restos

Agrupando os restos, $19_{10} = 10011_2$. Para confirmar a resposta façamos a **conversão binário – decimal** do número acabado de obter:

$$10011_2 = 1 \times 2^4 + 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 16 + 0 + 0 + 2 + 1 = 19_{10}$$

Conversão decimal – binário de fracções. Para converter uma fracção decimal para uma fracção binária o procedimento é o seguinte:

1. Multiplicar a fracção por 2 e anotar a parte inteira do resultado (que é 0 ou 1)
2. Multiplicar a parte fraccionária do resultado obtido no primeiro passo por 2 e repetir o processo até que a parte fraccionária seja zero
3. os uns e zeros anotados constituem, pela ordem que foram obtidos, a fracção binária

Exemplo 4.10:

Converter as seguintes fracções decimais para fracções binárias: a) 0.375; b) 0.68.

a)

$$2 \times 0.375 = \underline{0}.750$$

$$2 \times 0.750 = \underline{1}.500$$

$$2 \times 0.500 = \underline{1}.000$$

$$2 \times 0.000 = \underline{0}.000$$

Assim, $0.375_{10} = 0.011_2$. Para confirmar as resposta note-se que

$$0.011 = 0 \times 2^{-1} + 1 \times 2^{-2} + 1 \times 2^{-3} = 0.25 + 0.125 = 0.375$$

b)

$$2 \times 0.68 = \underline{1}.36$$

$$2 \times 0.36 = \underline{0}.72$$

$$2 \times 0.72 = \underline{1}.44$$

$$2 \times 0.44 = \underline{0}.88$$

$$2 \times 0.88 = \underline{1}.76$$

e assim sucessivamente. Neste caso, a fracção binária não tem fim. Até 5 casas binárias, $0.68_{10} = 0.10101_2$.

Códigos

Como vimos, os circuitos digitais utilizam um *código binário* para representação da informação. Cada *palavra binária* é constituída por um determinado número de bits, representados electricamente (habitualmente) por níveis de tensão ‘altos’ ou ‘baixos’. Na tabela da fig. 4.94 apresenta-se o exemplo dum código de 4 bits que permite representar números de 0 a 15 (no caso geral, com n bits são possíveis 2^n combinações ou palavras distintas, sendo possível representar números de 0 a $2^n - 1$).

Decimal		Binário			
10^1 (10)	10^0 (1)	2^3 (8)	2^2 (4)	2^1 (2)	2^0 (1)
0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	1
0	2	0	0	1	0
0	3	0	0	1	1
0	4	0	1	0	0
0	5	0	1	0	1
0	6	0	1	1	0
0	7	0	1	1	1
0	8	1	0	0	0
0	9	1	0	0	1
1	0	1	0	1	0
1	1	1	0	1	1
1	2	1	1	0	0
1	3	1	1	0	1
1	4	1	1	1	0
1	5	1	1	1	1

Fig. 4.94

Outro código muito popular utilizado na representação de números decimais é o código BCD ("Binary Coded Decimal"). É uma variação do código binário um pouco menos compacta mas que simplifica as conversões binário \times decimal. Cada dígito decimal é individualmente codificado em binário, em vez de se codificar o número inteiro (são necessários 4 bits para representar cada dígito decimal). Por exemplo:

$$29_{10} = 0010\ 1001 \text{ em BCD}$$

Na verdade é possível representar todo o tipo de variáveis, como por exemplo, caracteres ou cores, utilizando palavras binárias. Na tabela da fig. 4.95 apresenta-se o código ASCII ("American Standard Code for Information Interchange") habitualmente utilizado para representar caracteres nos computadores.

$X_3X_2X_1X_0$	$X_6X_5X_4$					
	010	011	100	101	110	111
0000	SP	0	@	P		p
0001	!	1	A	Q	a	q
0010	"	2	B	R	b	r
0011	#	3	C	S	c	s
0100	\$	4	D	T	d	t
0101	%	5	E	U	e	u
0110	&	6	F	V	f	v
0111	'	7	G	W	g	w
1000	(8	H	X	h	x
1001)	9	I	Y	i	y
1010	*	:	J	Z	j	z
1011	+	;	K		k	
1100	,	<	L		l	
1101	-	=	M		m	
1110	•	>	N		n	
1111	/	?	O		o	

Fig. 4.95

Funções Lógicas

Alguns circuitos electrónicos incluem transístores funcionando como comutadores que "abrem" para produzir uma saída 'alta', dependendo duma combinação de sinais aplicados às sua(s) entrada(s). Estes circuitos, designados por *portas lógicas* (ou "*gates*"), tomam decisões (em termos de 'verdadeiro' ou 'falso' ou de 'zeros' e 'uns') utilizando aquilo que se costuma designar por *lógica combinacional*. O seu comportamento pode ser resumido numa *tabela de verdade*, onde se mostra em termos de 1's ('alto' ou 'verdadeiro') e 0's ('baixo' ou 'falso') lógicos qual é a saída (0 ou 1) correspondente a todas as combinações possíveis das entradas.

Correspondendo a diferentes "gates" existe um conjunto de funções lógicas elementares com as quais é possível construir os sistemas lógicos mais complexos, e que em seguida se apresenta.

O inversor ou porta NÃO ("NOT gate"). Possui apenas uma entrada e uma saída. O circuito com apenas um transistor da fig. 4.96 (a) (ver exemplo 4.3) comporta-se como uma porta lógica inversora ou função *NÃO*. Na fig. 4.96 b) apresenta-se os símbolos europeu e americano correspondentes ao inversor, juntamente com a sua tabela de verdade. O circuito produz um saída 'alta' (isto é, $\approx +5V$) se a entrada é 'baixa' (isto é, $\approx 0V$) e vice-versa. Ou seja, a saída é 'alta' (ou 1) sempre que a entrada é *não* 'alta' ou, dito de outro modo, a saída é sempre o inverso ou a *negação* da entrada.

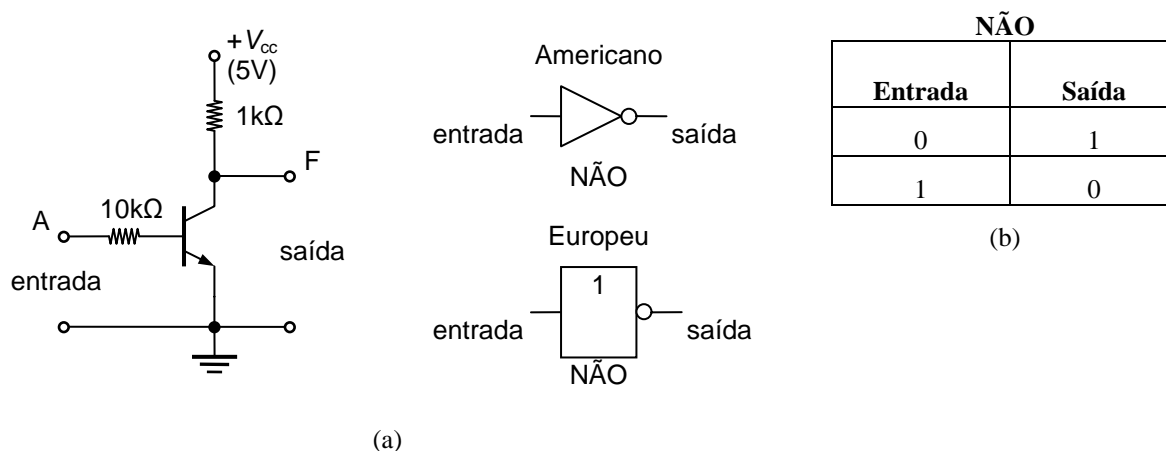
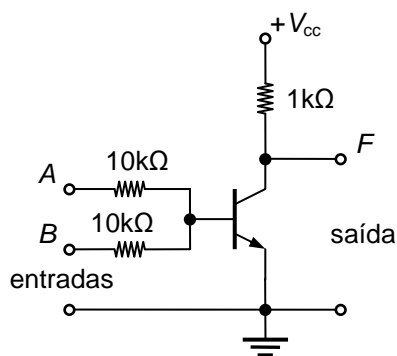


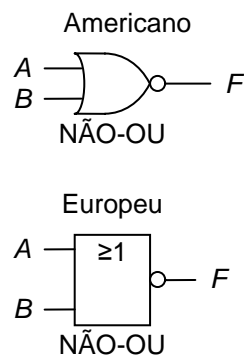
Fig. 4.96

O circuito da fig. 4.96 (a) contém apenas um transistor e resistências, pelo que se diz tratar-se de *lógica RTL* ("Resistor-Transistor-Logic").

A porta NÃO-OU ("NOR gate"). A porta *NÃO-OU* pode ser vista como porta NÃO com duas (ou mais) entradas. Na fig. 4.97 (a) mostra-se o circuito (RTL) duma porta NÃO-OU de duas entradas (*A* e *B*), juntamente com os seus símbolos e tabela de verdade (fig. 4.97 (b)). Basta uma das entradas estar 'alta' para que o transistor esteja ligado (saturado) e a sua saída *F* esteja 'baixa'.



(a)



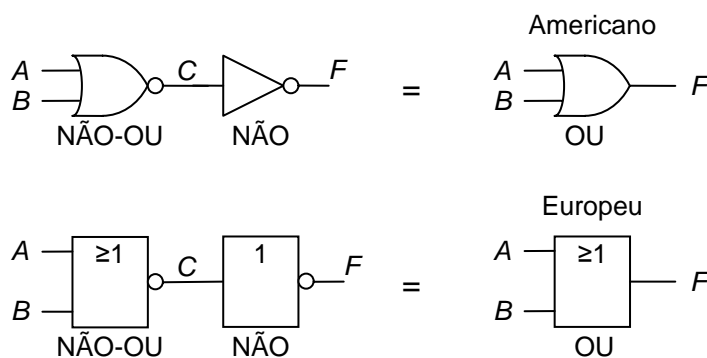
NÃO-OU
(2 entradas)

Entradas		Saída
A	B	F
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

(b)

Fig. 4.97

A porta OU ("OR gate"). A porta *OU* pode ser vista como uma porta NÃO-OU seguida duma porta NÃO, tal como mostra o diagrama de blocos lógico (utilizando os símbolos) da fig. 4.98 para um OU de duas entradas. A tabela de verdade, obtida por negação da tabela do NÃO-OU, mostra que para a saída do OU ser 1, basta que qualquer das entradas seja 1 (tal como sugere o nome desta porta).



(a)

OU
(2 entradas)

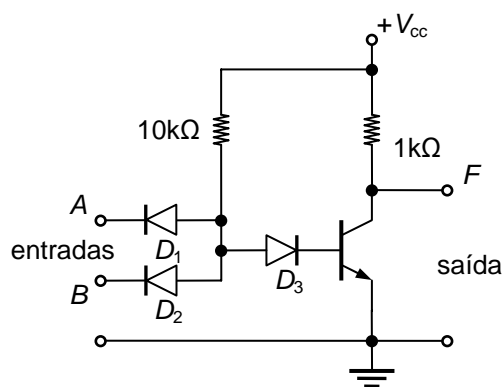
Entradas			Saída
A	B	C	F
0	0	1	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	0	1

(b)

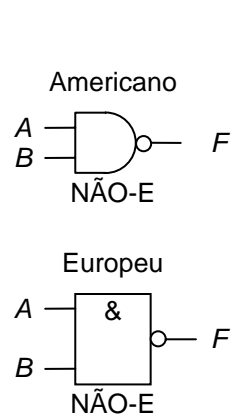
Fig. 4.98

A porta NÃO-E ("NAND gate"). Na fig. 4.99 (a) mostra-se o circuito (utilizando lógica DTL – Diode-Transistor-Logic") duma porta *E* de duas entradas, juntamente com os seus símbolos e tabela de verdade (fig. 4.99 (b)). Quando as entradas *A* e *B* estão ambas 'altas', isto é, ligadas a uma tensão próxima de +5V, os díodos D_1 e D_2 estão ambos inversamente polarizados pelo que não conduzem (comportam-se como interruptores abertos). A corrente que flui através de R_B e D_3 é suficiente para levar o transístor à saturação pelo que este produz uma saída 'baixa'. Basta que uma das entradas esteja 'baixa' para que a corrente que flui por R_b seja desviada através do díodo que conduz (D_1 , D_2 ou ambos no caso

das duas entradas estarem 'baixas'). A corrente de base é nula e o transístor não conduz produzindo uma saída 'alta'.



(a)



NÃO-E
(2 entradas)

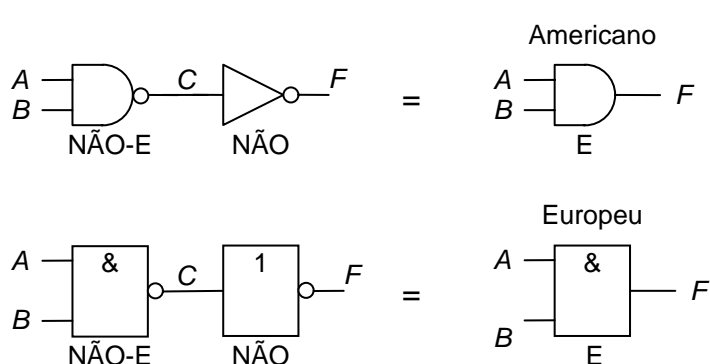
A	B	F
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

(b)

Fig. 4.99

Resumindo, se A e B forem ambas 'altas' a saída F é *não* 'alta' (a porta recebe o nome de NÃO-E por causa deste comportamento). Qualquer outra combinação das entradas produz uma saída 'alta'.

A porta E ("AND gate"). A porta E pode ser vista como uma porta NÃO-E seguida duma porta NÃO, tal como mostra o diagrama de blocos lógico da fig. 4.100 para um E de duas entradas. A tabela de verdade pode ser obtida a por negação das saídas da tabela da porta NÃO-E. Tal como o seu nome sugere, a saída da porta E só toma o valor 1 quando *ambas* as entradas são 1.



(a)

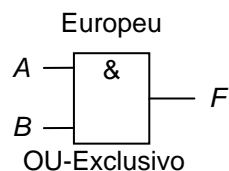
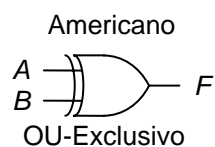
E
(2 entradas)

A	B	C	F
0	0	1	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

(b)

Fig. 4.100

A porta OU-Exclusivo ("Exclusive-OR ou XOR gate"). É uma porta lógica cuja tabela de verdade coincide com a de um OU de duas entradas exceptuando o caso em que ambas entradas são 1 – neste caso a saída é 0 (fig. 4.101). Dito doutro modo, a saída do *OU-Exclusivo* só está 'alta' quando as suas entradas são diferentes.



(a)

OU-Exclusivo
(2 entradas)

A	B	F
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

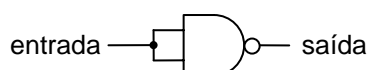
(b)

Fig. 4.101

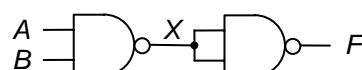
Obtenção de outras portas lógicas a partir de portas NÃO-E

Qualquer porta lógica (bem como qualquer circuito digital por mais complexo que seja) pode ser construída utilizando apenas portas NÃO-E (ou apenas portas NÃO-OU), facto que é frequentemente explorado no projecto de circuitos digitais.

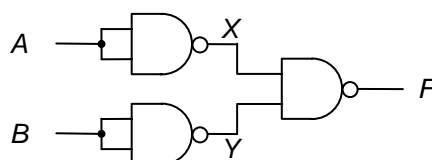
NÃO \equiv NÃO-E de uma entrada



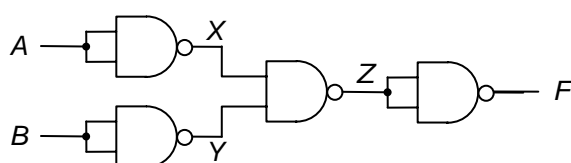
NÃO \equiv NÃO-E + NÃO



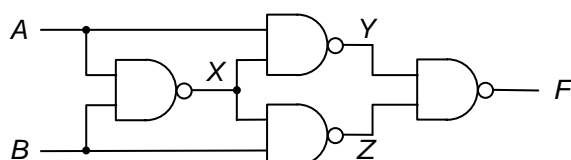
NÃO \equiv NÃO de cada entrada + NÃO-E



NÃO-OU \equiv OU + NÃO



OU-Exclusivo



NÃO-OU

A	B	X	Y	Z	F
0	0	1	1	0	1
0	1	1	0	1	0
1	0	0	1	1	0
1	1	0	0	1	0

Fig. 4.102

Na fig. 4.102 apresentam-se os circuitos equivalentes das diferentes portas lógicas construídas apenas com NÃO-E's. É muito fácil confirmar que cada circuito produz uma saída correcta construindo a respectiva tabela de verdade andar-a-andar, tal como a figura ilustra para o caso duma porta NÃO-OU construída à custa de quatro NÃO-E's. Assim:

NÃO	≡	NÃO-E de uma entrada construído juntando todas as suas entradas
E	≡	NÃO-E seguido de um NÃO
OU	≡	NÃO de cada entrada seguido de um NÃO-E
NÃO-OU	≡	OU seguido de um NÃO

4.4.2 Circuitos Combinacionais

Combinando diferentes portas lógicas, é possível construir todo o tipo de circuitos digitais, do mais simples ao mais complexo. Os circuitos digitais são de dois tipos: *circuitos combinacionais* e *circuitos sequenciais*. Nos circuitos combinacionais o estado da(s) saída(s) em cada instante depende *apenas* da combinação das entradas *nesse instante*. Em seguida apresentam-se alguns exemplos de circuitos combinacionais.

Somadores binários

O Semi-Somador ("Half-Adder"). Os *somadores* são circuitos electrónicos capazes de efectuar adições em binário. O *semi-somador* soma dois bits sendo capaz de resolver apenas quatro casos:

$$\begin{array}{r} 0 \\ +0 \\ \hline 0 \end{array} \quad \begin{array}{r} 0 \\ +1 \\ \hline 1 \end{array} \quad \begin{array}{r} 1 \\ +0 \\ \hline 1 \end{array} \quad \begin{array}{r} 1 \\ +1 \\ \hline 10 \end{array}$$

No quarto caso, 1+1 é igual 2, ou seja, 10 em binário. O resultado da coluna da direita é 0 e existe um transporte de 1 para a coluna seguinte (à esquerda). O circuito do semi-somador deve, por isso possuir duas entradas, – uma por cada bit a somar, e duas saídas – uma para a *soma* e outra para o *transporte* (ou "*carry*").

É possível construir um semi-somador a partir de portas lógicas com um OU-Exclusivo e de uma porta E. A partir das respectivas tabelas de verdade (fig. 4.103) é fácil concluir que a saída do OU-Exclusivo é, para todas as combinações das entradas igual à *soma* de dois bits (uma vez que 1+1 = 0), enquanto que a saída da porta E é igual ao transporte duma soma de dois bits (uma vez que toma o valor 1 apenas 1+1). Assim, se ambos os bits forem aplicados a ambas as entradas das duas portas, as suas saídas apresentam o resultado da adição.

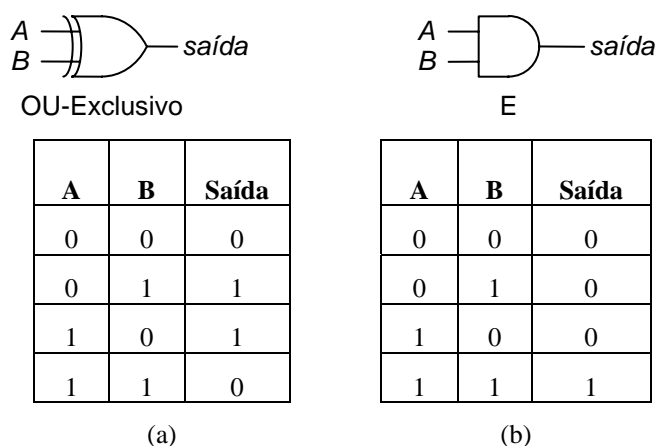
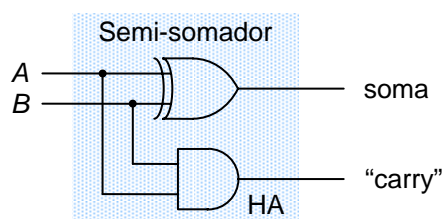


Fig. 4.103

A fig. 4.104 representa o circuito completo do semi-somador, juntamente com a sua tabela de verdade.



A	B	soma	"carry"
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Fig. 4.104

O Somador-Completo ("Full-Adder"). Para operações onde se somam números de vários bits é, por vezes, necessário somar três bits. Para somar 3 (11 em binário) + 3, escreve-se:

$$\begin{array}{r} 11 \\ +11 \\ \hline 110 \end{array}$$

A resposta é 110 (6 em decimal) e é obtida do seguinte modo: na coluna da direita temos,

$$1+1=0(\text{soma}) + 1(\text{transporte})$$

Na coluna seguinte é necessário somar 3 bits por causa do transporte da primeira coluna, pelo que:

$$1+1=1(\text{soma})+ 1(\text{transporte})$$

O Somador-Completo precisa assim de três entradas, A , B , e C , (duas para os bits a somar e uma para o transporte da coluna anterior) e duas saídas (uma para a *soma* e outra para o *transporte*). Pode implementar-se ligando dois semi-somadores (HA) e uma porta OU do modo que a fig. 4.105 (a) ilustra. É fácil verificar que produz o resultado correcto fazendo $A = 1$, $B = 1$, e $C = 1$, como se indica na fig. 4.105 (b).

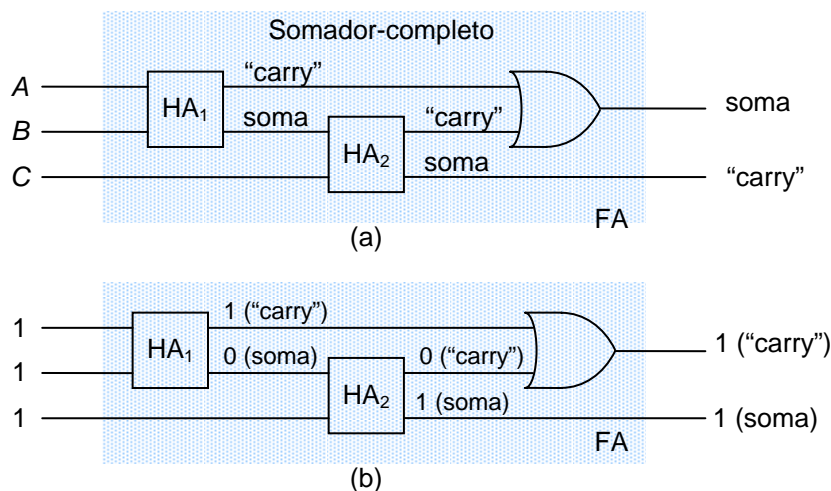


Fig. 4.105

O primeiro semi-somador (HA₁) possui ambas as entradas a 1, pelo que uma soma 0 e um transporte 1. O segundo semi-somador (HA₂) possui como entradas um 1 e um 0 pelo que produz uma soma 1 (que é a saída *soma* do somador-completo) e um transporte 1. As entradas da porta OU são 1 e 0 e, uma vez que uma das suas entradas é 1, a sua saída (que é o *transporte* do somador-completo) é também 1. O resultado da adição 1+1+1 é, pois, *sum* = 1 e *transporte* = 1.

A	B	C	Soma	"Carry"
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	0	1
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

Fig. 4.106

Na fig. 4.106 apresenta-se a tabela de verdade do somador-completo com as restantes combinações possíveis três bits de entrada, sendo fácil constatar que o circuito produz saídas correctas para todas elas.

Adição Multi-Bit. A adição de dois números multi-bit faz-se ligando vários somadores em paralelo. Para adicionar dois números de quatro bits, por exemplo, são necessários quatro somadores, como se mostra no diagrama de blocos lógico da fig. 4.107 que exemplifica a adição de 1110 (14 decimal) com 0111 (7 decimal). O resultado é da soma é 10101 (21 decimal). Note-se que em vez do somador-completo FA₁ seria possível utilizar um semi-somador, já que ele processa apenas os dois bits menos significativos (*l.s.b.* – "*least significant bit*").

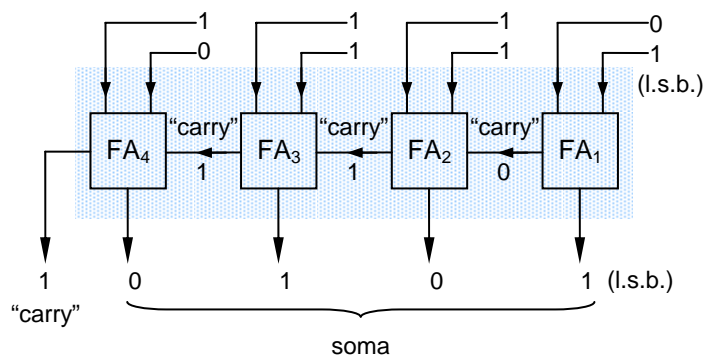


Fig. 4.107

O maior número que é possível adicionar com um somador de 4 bits é $1111+1111 = 11110$ (ou seja, $15+15 = 30$). Ligando mais somadores-completos à esquerda, a capacidade do sistema aumenta.

No diagrama de blocos do somador de quatro bits em paralelo da fig. 4.108, o número de quatro bits $A_4A_3A_2A_1$ é adicionado a $B_4B_3B_2B_1$ (A_1 e B_1 são os bits menos significativos). A soma é $S_4S_3S_2S_1$ e C_0 é o transporte e, ao mesmo tempo, o bit mais significativo da saída (*m.s.b.*- "*more significant bit*").

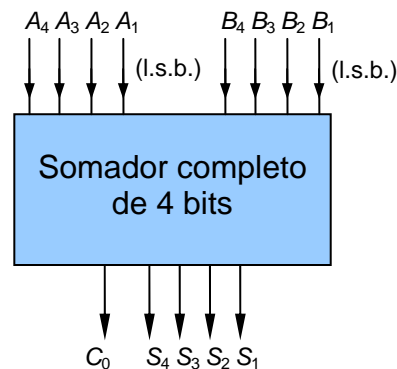


Fig. 4.108

Uma desvantagem do somador da fig. 4.107 tem a ver com o facto de cada andar ter de esperar pelo transporte do andar anterior antes de poder decidir qual é a sua soma e o seu transporte (o transporte viaja da direita para a esquerda e isso leva tempo). A velocidade de processamento do somador pode, no entanto, ser aumentada à custa de alguma lógica adicional que permite prever imediatamente todos os transportes, possibilitando a soma simultânea de todos os bits.

Subtracção em binário

É muito fácil subtrair números em binário. Um método frequentemente utilizado para efectuar esta operação designa-se por *complemento para um*, método se explica bem através de um exemplo. Suponhamos que queremos subtrair 0110 (6) a 1010 (10). O procedimento é o que se segue.

- Obtém-se o complemento para um do subtrativo (0110); para tanto trocam-se os 1s com os 0s e os 0s com os 1s, ou seja *complementa-se o número bit-a-bit*, resultando 1001.
- Adicionar o número complementado em a) ao aditivo (1010):

$$\begin{array}{r} 1010 \\ + 1001 \\ \hline 10011 \end{array}$$

- c) Quando o transporte do bit mais significativo é, este é removido e adicionado aos restantes quatro bits, obtendo-se assim o resultado final:

$$\begin{array}{r} \boxed{1} \quad \boxed{0011} \rightarrow 0011 \\ \hline \phantom{\boxed{1}} \phantom{\boxed{0011}} \rightarrow +0001 \\ \hline \phantom{\boxed{1}} \phantom{\boxed{0011}} \underline{0100} \end{array}$$

Quando, como neste caso, o transporte (ou EAC – "End Around Carry") é 1 o resultado é positivo (0100 = +4). Quando não existe EAC (o transporte é 0) o número é negativo e está na forma de complemento para um. Ao subtrair 0101 (5) a 0011 (3), por exemplo, obtemos:

$$\begin{array}{r} 0011 \\ +1010 \text{ (complemento para 1 de 0101)} \\ \hline 1101 \rightarrow -0010 \end{array}$$

Note-se que como não houve EAC, para obter o resultado final efectuou-se o complemento para um de 1101, ou seja, 0010 e colocou-se o sinal menos em frente para obter -0010 (-2).

Como acabámos de ver, a subtracção em binário pode ser feita através duma simples soma e é implementada electronicamente por meio dum somador, já que o complemento para um obtém-se facilmente por meio de um inversor. Na fig. 4.109 apresenta-se o circuito simplificado de um "somador" de quatro bits, onde o número B é subtraído ao número A . Quando existe EAC, este é aplicado à entrada de "carry" do somador e o resultado é S .

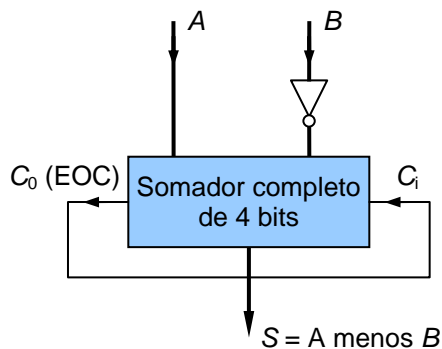


Fig. 4.109

A multiplicação e a divisão podem ser executadas por repetidas adições e subtracções, respectivamente.

4.4.3 Circuitos Sequenciais

Ao contrário dos circuitos combinacionais, nos *circuitos sequenciais* o estado da(s) saída(s) num dado instante depende não só da combinação das entradas nesse instante, mas também da *sequência* de entradas anteriores. Tal facto pressupõe a existência neste tipo de circuitos de realimentação e de um qualquer tipo de *memória*, tal como sugere o diagrama de blocos genérico dum circuito combinacional com n entradas e m saídas da fig. 4.109.

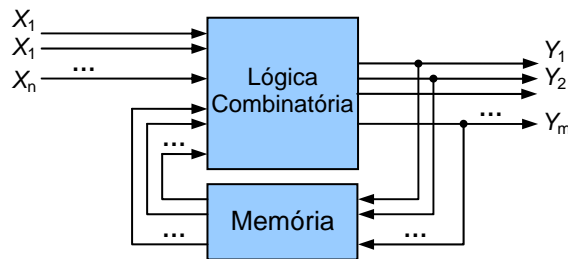
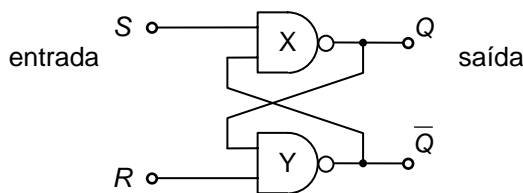


Fig. 4.109

Em seguida apresentam-se alguns exemplos de circuitos sequenciais.

Biestável SR ("Set/Reset") com portas NÃO-E

Na fig. 4.110 apresenta-se o diagrama e blocos lógico e a tabela de verdade dum circuito sequencial com duas entradas (S e R) e duas saídas (Q e \bar{Q}) construído a partir de duas portas NÃO-E de duas entradas. Note-se a realimentação de cada saída para uma das entradas da outra porta NÃO-E.



Estado	S	R	Q	\bar{Q}
"Set"	0	1	1	0
	1	1	1	0
"Reset"	1	0	0	1
	1	1	0	1
Indeterminado	0	0	1	1
	1	1	?	?

Fig. 4.110

Se $S = 0$ e $R = 1$, a porta X possui pelo menos uma das entradas no estado lógico 0 e, por isso, a sua saída Q encontra-se no estado 1 (a saída do NÃO-E é sempre 1 excepto se ambas as entradas são 1). Q está ligada entrada B da outra porta NÃO-E (Y), que possuindo ambas as entradas a 1, apresenta uma saída $\bar{Q} = 0$. Esta situação constitui um *estado estável* que se designa por *estado de "set"*, com $Q = 1$ e $\bar{Q} = 0$, resultado de $S = 0$ e $R = 1$. Se S mudar para 1 mantendo-se $R = 1$, as entradas da porta X passam a ser $S = 1$ e $A = 0$ (uma vez que $A = \bar{Q} = 0$), mas como uma das entradas da porta é 0, a saída Q mantém-se em 1. O circuito

possui assim a capacidade de "recordar" ou *registar* o estado $Q = 1$, resultado a ocorrência dum 0 lógico na entrada S ("Set").

Com idêntico raciocínio é fácil constatar que um segundo estado estável – o *estado de "reset"* – resulta de $S = 1$ e $R = 0$, o que impõe as saídas $Q = 0$ e $\bar{Q} = 1$. Se em seguida R mudar para 1 mantendo-se $S = 1$, Q mantém-se em 0 (o estado de "reset" fica assim registado).

Consultando a tabela de verdade da fig. 4.110, logo se constata que a mesma combinação de entradas pode produzir saídas diferentes. De facto, quando $S = 1$ e $R = 1$, a saída Q (e \bar{Q}) tanto pode ser 0 ou 1, dependendo do estado anterior a esta combinação de entradas (o estado anterior é mantido como o demonstram as segunda e quarta linhas da tabela). Assim, os níveis lógicos das saídas Q e \bar{Q} depende da *sequência* das entradas.

Quando $S = 0$ e $R = 0$, obtém-se $Q = 1$ e $\bar{Q} = 0$. Se em seguida ambas as entradas mudarem *simultaneamente* para 1, não é possível prever se o circuito regressa ao estado de "set" ou de "reset". Esta situação indesejável deve evitar-se fazendo com que as entradas mudem *alternadamente*.

Resumindo: o circuito da fig. 4.110 apresenta dois estados estáveis e daí a razão do seu nome – *biestável SR* (os biestáveis são também conhecidos por *Flop-Flop's*); a comutação entre os dois estados ("Set" quando $Q = 0$, "Reset" quando $Q = 1$) faz-se pela aplicação de um impulso numa das suas entradas (S – "Set", ou R – "Reset"). Note-se que este dispositivo pode ser visto como uma *memória de 1 bit*, (permite registar na sua saída um bit de informação).

Existem outras maneiras construir o *Flip-Flop SR* (para além da implementação com NÃO-E's), mas todas elas partilham o mesmo símbolo e tabela de verdade (fig. 4.111). Note-se a "barra" por cima das variáveis de entrada (\bar{S} e \bar{R}), significando apenas que estas *são activas a zero*, ou seja, que é um 0 lógico nas entradas que produz alterações nas saídas.



Fig. 4.111

Circuitos sequenciais com sinal de relógio

A maior parte dos circuitos sequenciais (como os biestáveis), funcionam *sincronizados* com um sinal de relógio (ou "*clock*") que tem a forma de um série de impulsos. As saídas destes circuitos não respondem imediatamente a modificações das entradas, antes esperam pelo aparecimento de um impulso de relógio (ou impulso de *disparo*). Os sistemas digitais mais complexos são constituídos por um número elevado de circuitos sequenciais, que funcionam de forma coordenada porque as modificações das suas saídas são comandadas pelo mesmo sinal de relógio.

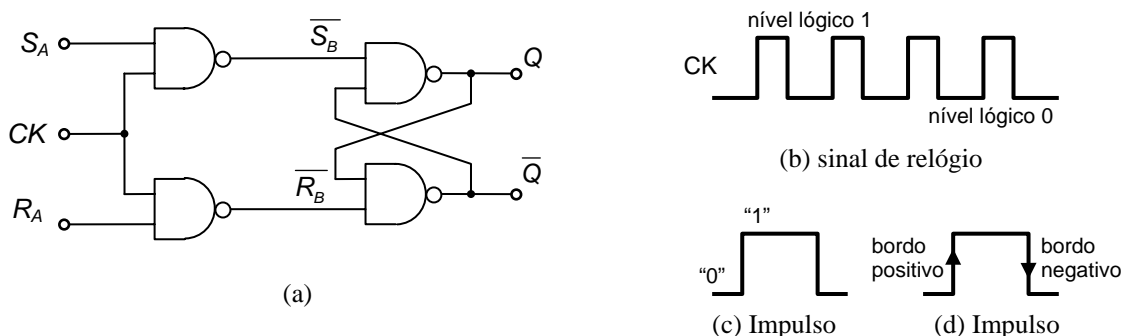


Fig. 4.112

É possível obter um biestável *SR* com sinal de relógio, adicionando duas portas NÃO-E de duas entradas antes de cada uma das entradas $\overline{S_B}$ e $\overline{R_B}$, como se indica na fig. 4.112. Assim, se entrada do sinal de relógio CK se encontra no nível lógico 1, $\overline{S_B}$ é igual a 0 se $S_A = 1$, sendo igual a 1 se $S_A = 0$ (o mesmo se passa com $\overline{R_B}$ em relação a R_A). Ou seja, os dados (1's ou 0's) passam de S_A e R_A para o biestável, apenas se $CK = 1$. Se $CK = 0$, S_B e R_B não podem mudar (nem as saídas do biestável), ainda que isso aconteça a S_A e R_A .

Os impulsos de relógio são produzidos por um circuito especial designado genericamente por *gerador de impulsos*. Sempre que se pretende frequências de operação muito estáveis utiliza-se um oscilador controlado por um cristal. Em qualquer caso os tempos de subida e de descida dos impulsos devem ser muito curtos para que o sinal de relógio de aproxime o mais possível de uma forma de onda quadrada (ideal).

Existem dois modos de operação sincronizada com um sinal de relógio. Nos circuitos sequenciais com *disparo por nível* (como é o caso do biestável *SR* acabado de descrever), as saídas mudam de estado *enquanto* o nível lógico do sinal de relógio é 0 ou 1 (fig. 4.112 (b)). Nos com disparo na *transição*, é a *mudança de nível* do sinal de relógio é que provoca a mudança de estado; o disparo pode ser no *bordo negativo* – se a mudança ocorre na transição de 1 para 0 –, ou no *bordo positivo* – se a mudança se faz na transição de 0 para 1 (fig. 4.112 (c)). Na maior parte dos circuitos sequenciais mais recentes, o disparo faz-se no bordo positivo.

O biestável do tipo-D

Na fig. 4.113 (a) apresenta-se o símbolo de outro biestável síncrono - o flip-flop *tipo-D*. CK é a entrada do sinal de relógio e, D entrada de um bit de dados (0 ou 1), enquanto Q e \bar{Q} são as duas saídas complementares. \bar{S} é uma entrada auxiliar através da qual é possível fazer o "set" do flip-flop, ou seja, impor $Q = 1$ independentemente do valor à na entrada D e do sinal de relógio (por isso se diz ser um entrada *assíncrona*). Do mesmo modo \bar{R} é a entrada de "Reset" através da qual é possível fazer $Q = 0$.

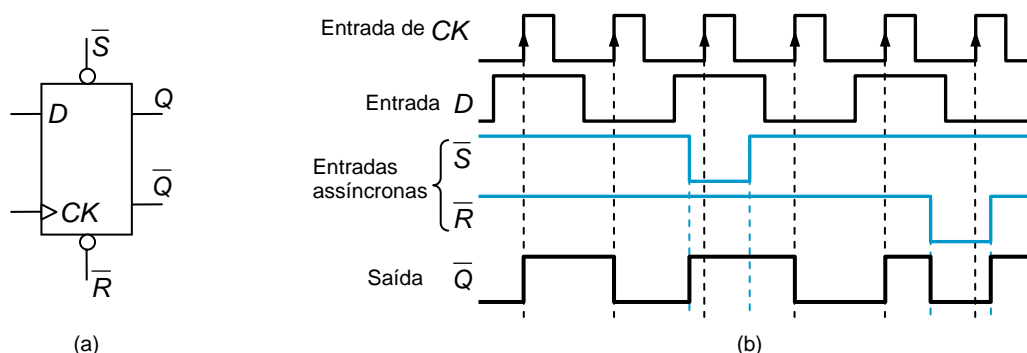


Fig. 4.113

Supondo que o flip-flop é disparado pelo bordo positivo do sinal de relógio, então o nível lógico da entrada D é transferido para a saída Q na subida de cada impulso de relógio, tal como sugere o *diagrama temporal* da fig. 4.113 (b). Observando cuidadosamente o diagrama, constata-se que se entrada D mudar durante o tempo restante do impulso de relógio, *nada acontece nas saídas*. Mostra ainda que este biestável memoriza o conteúdo da entrada D na saída Q no instante em que o nível do sinal de relógio muda de 0 para 1.

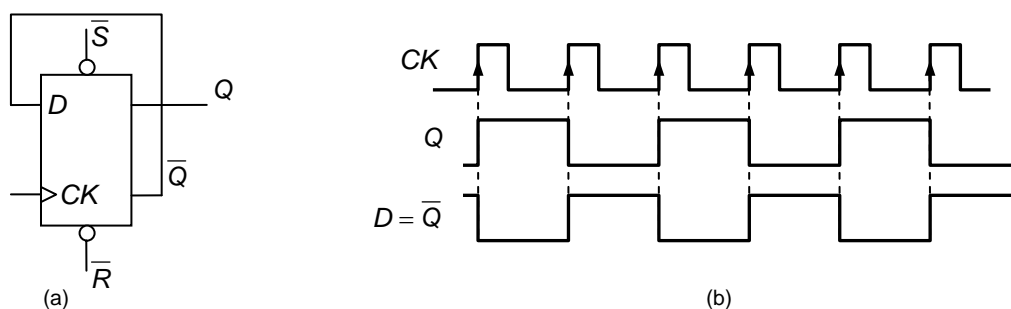


Fig. 4.114

Se ligarmos a saída \bar{Q} à entrada D como se indica na fig. 4.114, sucessivos impulsos de relógio fazem com que a saída comute. Se a subida do primeiro impulso deixa $Q = 1$ e $\bar{Q} = 0$ (uma vez que $D = 1$), então, e uma vez que $D = \bar{Q} = 0$, o segundo impulso faz com que fique $Q = 0$ e $\bar{Q} = 1$. Como agora D fica igual a 1, ao terceiro impulso temos novamente $Q = 1$ e assim sucessivamente. Um biestável com o comportamento acabado de descrever designa-se, habitualmente por flip-flop *tipo-T*. A entrada de relógio é também a (única) entrada T

("Trigger" ou de disparo) do flip-flop. Pode ser implementado de diversos modos e apresenta como símbolo o da fig. 4.115.

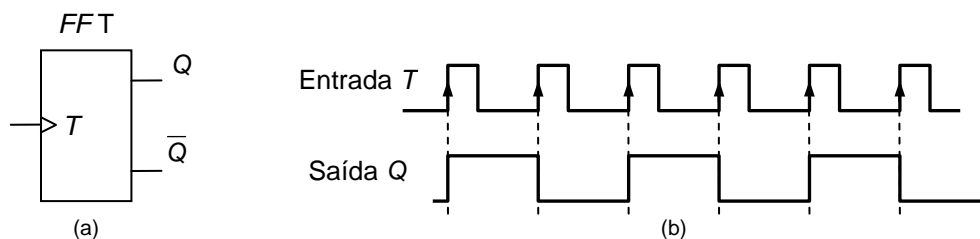


Fig. 4.115

Note-se que por cada dois impulsos na entrada de um flip-flop T (fig. 4.115 (b)), ocorre um impulso na saída (Q ou \bar{Q}). Dito doutro modo, a frequência do sinal na saída é metade do sinal à entrada. O flip-flop T é ainda, como veremos mais tarde, o bloco básico dos *contadores binários*. Trata-se, de facto, de um dispositivo que conta número de impulsos que ocorrem na entrada. Como possui apenas um bit de saída, permite contar apenas dois impulsos, ou seja, conta de 0 até 1 (ao terceiro impulso a saída volta a 0).

O biestável J-K

O flip-flop J-K é um dispositivo muito versátil utilizado em muitas aplicações. Na fig. 4.116 apresenta-se o seu símbolo e tabela de verdade.

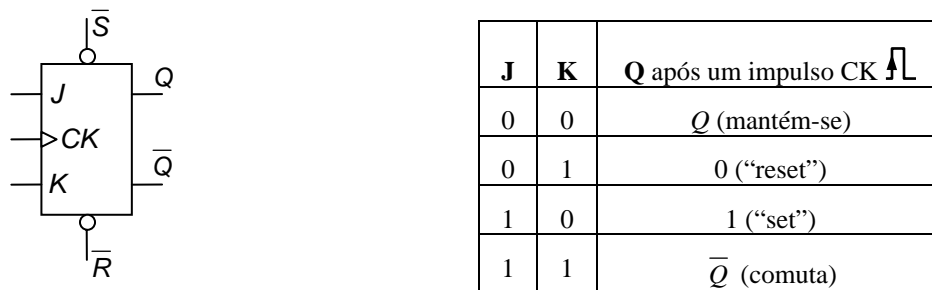


Fig. 4.116

Para além do sinal de relógio CK , possui duas entradas (J e K) e duas saídas (Q e \bar{Q}), bem como entradas assíncronas de "set" e "reset". Ao contrário do flip-flop SR , todas as quatro combinações possíveis de entradas J e K são permitidas (não existem estados indeterminados). De acordo com a sua tabela de verdade, e como resultado da aplicação de cada impulso de relógio, o flip-flop J-K:

- fica no mesmo estado se $J = K = 0$,
- comporta-se como um flip-flop tipo- D se J e K forem diferentes,
- funciona como um flip-flop- T se $J = K = 1$.

Contadores binários

Os contadores consistem numa série de biestáveis ligados de tal modo que as suas saídas vão comutando à medida que os impulsos que se pretende contar são aplicados na sua entrada de relógio. A contagem faz-se segundo um código binário, sendo os bits 1 e 0 representados pelos estados 'altos' e 'baixos' das saídas Q dos biestáveis.

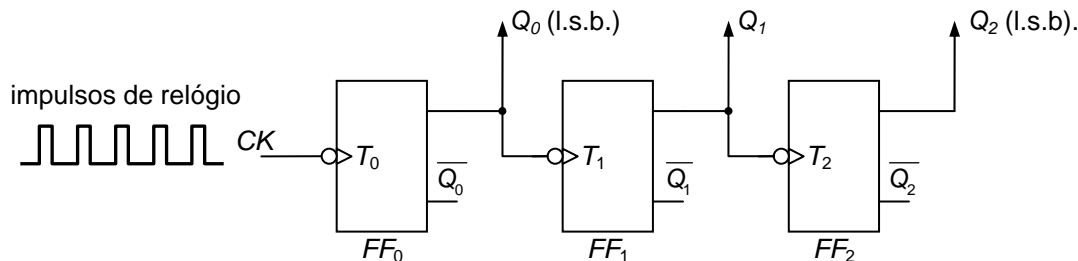
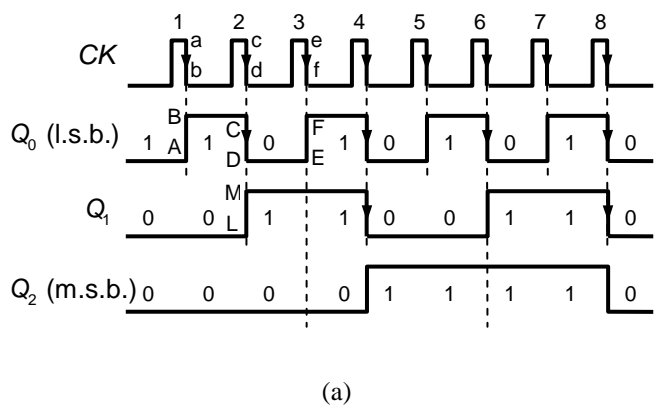


Fig. 4.117

Contador-crescente binário. Na fig. 4.117 apresenta-se o diagrama de blocos lógico de um contador binário de três bits, que consiste numa cascata (em série) de três flip-flops tipo- T (FF_0 , FF_1 , FF_2) com a saída Q de cada um ligada à entrada de relógio (CK) do seguinte. A contagem total em cada instante é dada pelos estados de Q_0 (o bit menos significativo), Q_1 e Q_2 (o bit mais significativo), progredindo no sentido crescente desde 000 até 111 (7 em decimal), como se mostra na tabela da fig. 4.118. (b)



(a)

Nº de impulsos de CK	Saídas		
	Q_2	Q_1	Q_0
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1

(b)

Fig. 4.118

Admitindo que os flip-flop's respondem ao bordo negativo do sinal de relógio e que inicialmente $Q_0 = Q_1 = Q_2 = 0$ (estão todos no estado de "reset"), na descida do primeiro impulso de CK (ab , ver fig. 4.118 (a)), Q_0 comuta de 0 para 1. A subida (AB) de Q_0 é aplicada à entrada CK de FF_1 , mas este não muda de estado (não responde a subidas de

impulsos). Assim, os estados das saídas ao fim do primeiro impulso de relógio são $Q_0 = 1$ e $Q_1 = Q_2 = 0$, ou seja uma contagem (em binário) de 001. A descida (*cd*) do segundo impulso de relógio faz com que FF_0 mude novamente de estado e Q_0 comuta de 1 para 0. A descida (*CD*) de Q_0 provoca agora a mudança de estado de FF_1 fazendo $Q_1 = 1$. A subida (*LM*) de Q_1 não produz qualquer alteração de FF_2 , pelo que a contagem é agora $Q_0 = 0$ e $Q_1 = 1$ e $Q_2 = 0$ (ou seja 010 impulsos). A descida do terceiro impulso de relógio aplicada a FF_0 provoca nova alteração em Q_0 de 0 para 1, mas a subida *EF* não altera o estado de FF_1 , deixando $Q_0 = 1$ e $Q_1 = 1$ e $Q_2 = 0$ e uma contagem de 011, etc. (Cada flip-flop muda de estado sempre que na saída do flip-flop anterior ligada à sua entrada de *CK* se observa uma descida.)

Contador-decrescente binário. Num contador-decrescente a contagem diminui uma unidade por cada impulso de relógio. Para converter o contador-crescente da fig. 4.117, num contador-decrescente, basta ligar a saída \bar{Q} (em vez de Q) de cada flip-flop, à entrada de relógio do flip-flop seguinte, como se mostra na fig. 4.119, e é fácil constatar, seguindo o mesmo raciocínio utilizado no contador-crescente.

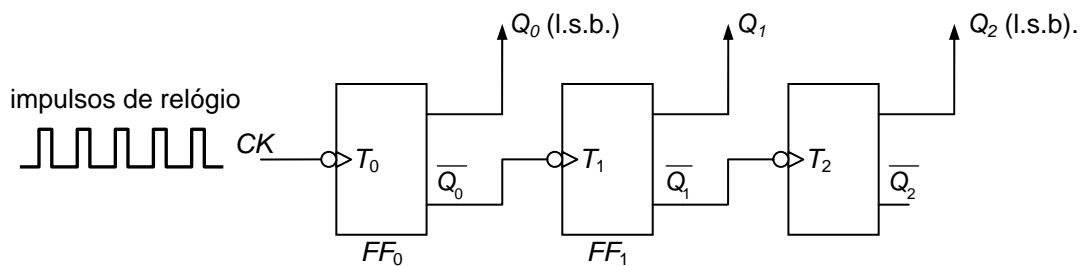
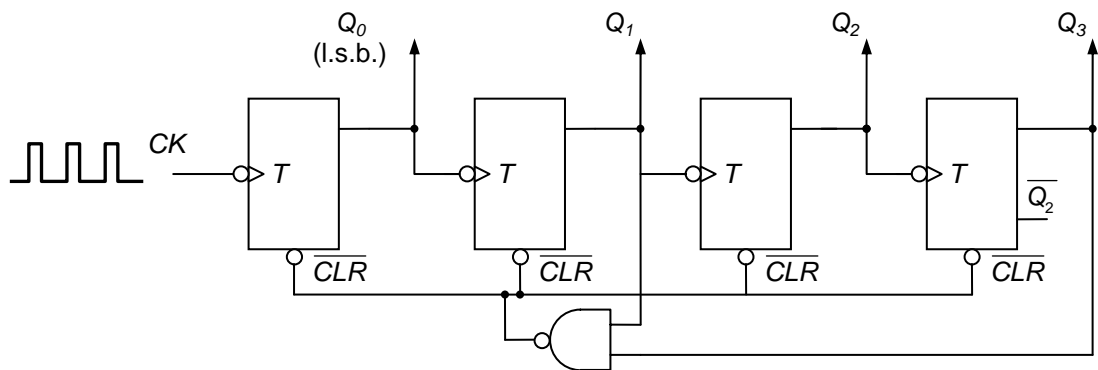


Fig. 4.119

Contador de décadas. Modificando um contador-crescente do modo que a fig. 4.120 ilustra, este passa a comportar-se como um contador de *módulo-10*, isto é, conta de 0000 (0) a 1001 (9) e depois a contagem regressa a zero. De facto, quando a contagem é 1010 (10 em decimal), $Q_3 = 1$ e $Q_2 = 0$, $Q_1 = 1$, e $Q_0 = 0$ e, uma vez que ambas as entradas (isto é, Q_3 e Q_1) da porta E são 1's, a sua saída é 1 o que coloca todos os flip-flop's no estado de "reset" (0000). Note-se que de outro modo, teríamos um contador binário de módulo-16, contando de 0 a 15 (no caso geral, com n flip-flop's, é possível construir um contador com, no máximo, 2^n estados diferentes).



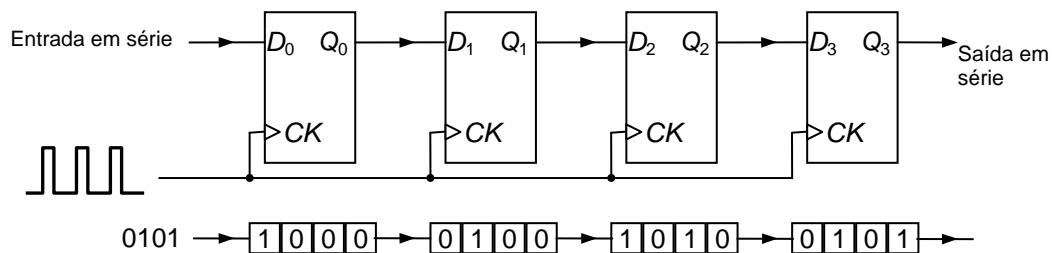


Fig. 4.122

No registo do tipo *entrada-série-saída-série* (*SISO* – "*serial-input-serial-output*") da fig. 4.122, utilizam-se mais uma vez flip-flop's do tipo-*D*, ligando-se a saída *Q* de cada um deles à entrada *D* do seguinte. Os bits de cada palavra são carregados (na entrada *D* do flip-flop mais à esquerda) *em série*, isto um de cada vez, e *deslocam-se* para a direita através de um flip-flop por cada impulso de relógio. Para um registo de quatro bits como o da figura, são necessários quatro impulsos de relógio para carregar um número de 4 bits (como, por exemplo, o 0101) e outros quatro para o fazer sair em série (através da saída *Q* do flip-flop mais à direita).

Existem mais dois tipos de registos de deslocamento que não são mais do que combinações dos anteriores: os registos do tipo *entrada-paralelo-saída-série* (*PISO* – "*parallel-input-serial-output*"), e os do tipo *entrada-série-saída-paralelo* (*SIPO* – "*serial-input-parallel-output*").

Memórias. As memórias são uma parte indispensável dos computadores, servindo para armazenar *dados*, isto é, a informação que é processada, e os *programas*, isto é, o conjunto de instruções (com sentido) que são executadas. As memórias de semicondutor são CI's que consistem numa matriz de flip-flop's (ou *células de memória*), cada um armazenando um bit de informação. A matriz está organizada de tal modo que os bits são armazenados em grupos ou *palavras* de, tipicamente 1, 4, 8 ou 16 bits. (O mais habitual é utilizar-se palavras de 8 bits ou *bytes*).

Cada palavra possui uma localização própria na memória que é identificada por um *endereço* representado por um determinado número binário: a primeira palavra situa-se no endereço "zero", a segunda no endereço "um", e assim sucessivamente. A tabela da fig. 4.123 representa a estrutura de uma memória com 32 palavras de 4 bits, mostrando parte do seu conteúdo. Na posição com endereço 01110 (7 decimal), por exemplo, está guardada a palavra de 4 bits 0011 (3 decimal). Note-se que são necessários *5 bits de endereço*, para identificar 32 (2^5) posições distintas (de 00000 até 11111).

Endereço					Dados				
Decimal	Binário				Binário				Decimal
	m.s.b			l.s.b					
0	0	0	0	0	0	1	0	1	5
1	0	0	0	1	1	1	0	0	12
2	0	0	1	0	1	0	1	0	10
3	0	0	1	1	0	1	1	0	6
...
30	1	1	1	0	1	0	1	1	11
31	1	1	1	1	0	1	1	1	7

Fig. 4.123

Numa *memória de acesso aleatório*, todas as palavras podem ser localizadas de forma igualmente rápida, uma vez que não é necessário ler a memória começando na posição "zero".

Existem dois tipos principais de memória: as *memórias de leitura* ou *ROM's* (ROM - "Read Only Memory", e as *memórias de leitura/escrita* que são conhecidas pela designação de *RAM's* (RAM – Random Access Memory) Esta designação presta-se a confusões, já que sugere que apenas as RAM's permitem acesso aleatório, o que não é verdade (as ROM's também o permitem). As ROM's, como o seu nome sugere, permite apenas a leitura dos dados que armazena. Já as RAM's permitem que os dados localizados em qualquer endereço sejam lidos ou escritos. Enquanto que as RAM's perdem a informação que armazenam a partir do momento em que a sua alimentação é desligada (deixando de receber energia), isto é, é uma memória do tipo *volátil*, as ROM's não (são memórias não-voláteis). As ROM's são por isso utilizadas para armazenar de uma forma permanente dados fixos, como os programas de computador e as constantes utilizadas por esses programas. As RAM's são necessárias para guardar dados que podem ser alterados.

Existem ROM's programáveis ou *PROM's* que permitem ao utilizador "gravar" um conjunto de bits (normalmente um programa) por aplicação de tensões elevadas que provocam a fusão de alguns pontos do circuito da ROM. A desvantagem deste tipo de memória é que só podem ser programadas uma vez, isto é, não permitem alterações. Quando

são necessárias alterações ou correcções como, por exemplo, na fase de desenvolvimento de um programa, utilizam-se PROM's reprogramáveis ou EPROM's, que podem ser programadas electricamente e apagadas por exposição a radiação de ultravioletas (antes de serem reprogramadas).

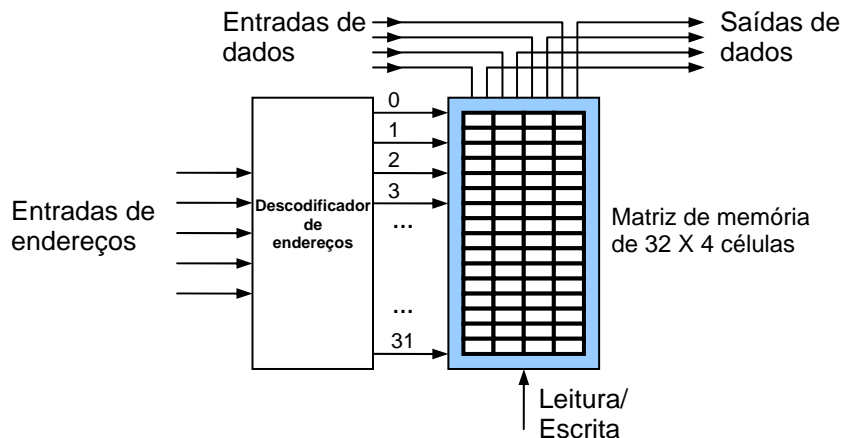


Fig. 4.124

Na fig. 4.124 apresenta-se o diagrama de blocos da estrutura (simplificada) de uma RAM de 32 palavras de 4 bits.

Para se "escrever" uma palavra num determinado endereço, o número binário de 5 bits correspondente é aplicado às *entradas de endereço* e a palavra de 4 bits que se pretende armazenar é colocada nas *entradas de dados*. Quando a entrada *leitura/escrita* é colocada no nível lógico correspondente à operação de "escrita" (nível 'alto', por hipótese), a palavra é automaticamente armazenada no endereço correcto na matriz de memória, o qual é localizado pelo *descodificador de endereços*.

Para "ler" uma palavra armazenada em determinado endereço, o código do endereço é aplicada como anteriormente e a palavra aparece disponível nas saídas de dados, desde que a linha de *leitura/escrita* seja colocada no nível lógico apropriado ('baixo', neste caso).

Uma memória como a até aqui utilizada como exemplo possui uma *capacidade* de 32 palavras de 4 bits ou $32 \times 4 = 128$ bits (possui 128 células de memória). Uma palavra de 8 bits chama-se *byte*. Na linguagem dos computadores utiliza-se o símbolo K (a letra maiúscula K) para representar o número 1024 (ou seja, 2^{10}), e a capacidade de memória exprime-se normalmente em *Kbytes*, ou seja, em K palavras de 8 bits. Uma memória com a capacidade de 4 Kbytes (ou simplesmente 4 Kb) armazena $4 \times 1024 = 4096$ bytes (ou $4096 \times 8 = 32768$ bits). Frequentemente confunde-se K com k (o k minúsculo), embora não seja bem a mesma coisa (k significa kilo, ou seja, 1000).

À medida que a tecnologia de fabrico de circuitos integrados evolui, constroem-se CI's de memória cada vez com maior capacidade e cada vez mais rápidos (ou seja, com menores *tempos de acesso* a cada palavra armazenada). São hoje vulgares, por exemplo, capacidades de 1Mb x 8 bits (ou seja, 4 x 256K) num mesmo CI, com tempos de acesso inferiores a 100ns.

Computadores e microprocessadores

Os computadores fazem hoje parte do nosso dia-a-dia, no trabalho, em casa e nos nossos entretenimentos, pelo facto de poderem executar com grande rapidez praticamente todo o tipo de tarefas que envolvam o processamento de informação.

O que um computador digital faz é, basicamente, executar operações aritméticas e lógicas sobre dados digitais (0's e 1's) que foram convertidos em sequências de impulsos eléctricos. É construído a partir de um número muito elevado de interruptores electrónicos ligados e programados por forma a que os impulsos eléctricos sejam devidamente encaminhados.

A capacidade de um computador depende da sua *velocidade de processamento* e da quantidade de informação que pode armazenar e processar ao mesmo tempo. É costume classificá-los em três grandes grupos: computadores "*mainframe*", *minicomputadores* e *microcomputadores*.

Computadores "mainframe". São normalmente os mais poderosos. Incluem várias unidades situadas normalmente em salas climatizadas e são operados por um equipa de várias pessoas. São, tipicamente, utilizados por grandes empresas no processamento de salários, ou para executar grandes quantidades de cálculos (para a previsão do tempo, por exemplo).

Minicomputadores. São unidades mais pequenas, operadas normalmente por apenas uma ou duas pessoas. São utilizados nos hospitais, pequenas empresas, departamentos do governo, e no controlo de processos industriais. Foram inicialmente concebidos para a indústria espacial.

Microcomputadores. São os computadores pessoais que hoje é possível encontrar nos escritórios, nas escolas e, cada vez mais, em nossas casas. A sua grande divulgação resulta do seu baixo custo, tornado possível graças ao desenvolvimento do *microprocessador*. É constituído, normalmente, por uma ou duas unidades. À medida que o vão aparecendo microcomputadores cada vez mais poderosos, estas máquinas (eventualmente ligadas em *rede*) vão substituindo os minicomputadores (e mesmo computadores de maior capacidade) na maior parte das aplicações.

Todos os computadores são basicamente idênticos, qualquer que seja a sua capacidade. As diferentes unidades que o constituem (a parte física, genericamente designada por "*hardware*") estão organizadas segundo o diagrama de blocos da fig. 4.125.

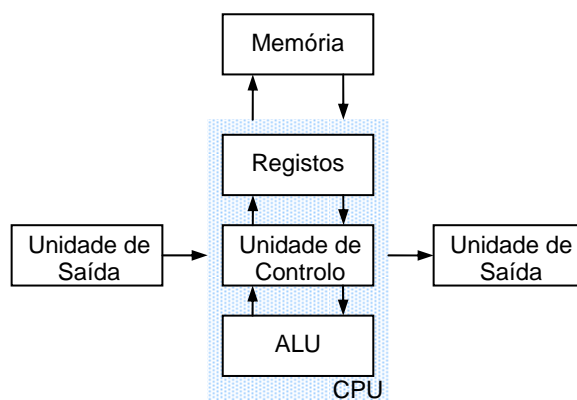


Fig. 4.125 – Estrutura básica de um computador

Unidade central de processamento. O CPU ou *unidade central de processamento* ("*Central Processing Unit*") é como que o 'cérebro' do computador. Aceita os sinais digitais provenientes da *unidade de entrada* e processa-os produzindo uma resposta que transfere para a *unidade de saída*. Aquilo que faz depende de um *conjunto de instruções* básicas (o seu "*instruction set*"), as quais está projectado para interpretar e executar (tipicamente 50 ou mais instruções).

O CPU consiste na unidade aritmética e lógica (ALU – "*Arithmetic and Logic Unit*"), um conjunto de registos (alguns dos quais registos de deslocamento, pag. 177) e uma *unidade de controlo*. A ALU executa operações aritméticas e lógicas. Os registos são locais para armazenamento temporário de informação, contendo, normalmente, os operandos processados pela ALU. Um destes deles – o *acumulador* –, é um registo privilegiado por onde passam os dados para serem processados (numa operação matemática, p. ex., contem necessariamente um dos operandos e *acumula* o resultado). Dois componentes importantes da unidade de controlo são o relógio e o "*program counter*"; O relógio é normalmente produzido por um oscilador a cristal que gera os impulsos de sincronização (com uma frequência típica da ordem das dezenas de MHz) que garantem que as diversas operações do computador são executadas na altura certa; o *program counter* é, basicamente, um contador (pag. 174) que é incrementado em sincronismo com o sinal de relógio, e que aponta para o endereço de memória que contem a próxima instrução a ser executada.

Memória. Tudo o que computador é capaz de fazer é executar um conjunto de instruções que, se tiverem algum sentido, isto é, cumprirem uma determinada tarefa, constituem aquilo que se costuma designar por um *programa* (é uma *máquina programável*).

Assim, um computador necessita de memória para armazenar os programas que executa (e os dados utilizados pelos programas).

Se o programa é fixo, como acontece no caso do microcomputador que controla uma máquina de lavar ou numa máquina de jogos electrónicos, a memória tem apenas que ser 'lida', e como tal, utiliza-se uma ROM (programada pelo fabricante do equipamento) uma vez que esta retém a informação que contem, mesmo quando a alimentação é desligada. Uma PROM ou uma EPROM, seria ainda a alternativa para um utilizador que quisesse guardar o seu programa de uma forma permanente (pag. 178).

Se um programa necessita de ser alterado, a memória tanto deve ser 'lida' como 'escrita', devendo neste caso utilizar-se uma RAM. A RAM serve também para armazenar os dados que são modificados durante a execução de um programa (ao conjunto dos programas e dos dados é habitual designar por *software*). Quando, como acontece com frequência, se utiliza memória RAM para armazenar programas e dados, o seu conteúdo perde-se sempre que se desliga a informação.

Memória externa. Para além das memórias (internas) do tipo RAM e ROM, um computador necessita, quase sempre, de outros meios de armazenamento ("*back-up*") de grandes quantidades de informação. As memórias exteriores utilizam normalmente um suporte magnético – caso, p. ex., da *fita magnética*; dos "*floppy discs*" , ou dos *discos rígidos* –, ou um suporte óptico – caso dos CDROM.



Fig. 4.126

A fita magnética é o meio mais simples e mais barato de guardar grandes quantidades de informação. Os dispositivos utilizados apresentam (entre outras formas) um aspecto em tudo idêntico ao das "cassettes" audio (fig. 4.126 (a)). Os "floppy discs" (ou as vulgares "diskettes", fig. 4.126 (b)) são largamente utilizados nos computadores pessoais. São também baratos mas possuem uma capacidade limitada (pouco mais de 1 Mbyte). São inseridos (um de cada vez) em dispositivos de leitura/escrita com uma cabeça magnética. Os discos rígidos são utilizados, quer em computadores do tipo pessoal, quer em sistemas de grande capacidade e só muito raramente são amovíveis. Podem ser lidos ou escritos e sua capacidade anda nos

4 Gbytes. O CDROM são utilizados de forma idêntica às "diskettes" mas permitem armazenar quantidades de informação muito maiores (cerca de 600 Mbytes), embora apenas permitam operações de leitura.

Comparadas com as memórias de semicondutor, o acesso às memória externa é muito lento, especialmente no caso da fita magnética. O valor médio do tempo de acesso é, para os "floppy-discs" e CDROM, da ordem das centenas de milissegundos, e para os discos rígidos, cerca de 10 ms.

Dispositivos de entrada e saída (ou *periféricos*). Permitem ao computador comunicar com o mundo exterior. Exemplos de dispositivos de saída são o monitores de vídeo e as impressoras. Entre os dispositivos de entrada contam-se os *teclados*, o *rato*, os "*laser-scanners*", ou ainda os leitores de código de barras.

Os monitores de vídeo são, basicamente, tubos de raios catódicos que permitem visualizar os resultados produzidos pelo computador. As impressoras permitem obter uma cópia em papel da saída. Existem vários tipos, com diferentes características de qualidade e velocidade de impressão. As mais utilizadas são as impressoras de agulhas, de jacto-de-tinta e impressoras laser (utilizadas quando se pretende cópias de boa qualidade).

O teclado é um dispositivo de entrada em tudo idêntico ao utilizado nas máquinas de escrever, e que permite transferir para o computador os caracteres nele digitados. Por vezes integra-se juntamente com o monitor de vídeo numa mesma unidade de entrada-saída (o terminal). O rato permite fazer a entrada de dados apontando directamente através de um cursor visível no monitor de vídeo. O "scanner" permite digitalizar imagens impressas em papel e transferi-las para um computador. Os leitores de códigos de barras são igualmente "laser-scanners" (menos sofisticados), muito utilizados nos supermercados (p. ex.) para identificação rápida de produtos.

Interfaces. Na sua forma original, os dados não podem normalmente ser transferidos directamente do dispositivo de entrada para o CPU. Entre outros requisitos, os dados devem ser apresentados na forma digital. Do mesmo modo, os sinais digitais produzidos pelo CPU podem não estar numa forma aceitável para dispositivo de saída. São pois necessários circuitos electrónicos de *interface* entre o CPU e os seus periféricos. Normalmente os computadores já incluem interfaces para os periféricos mais comuns (teclado, monitor, impressora, p. ex.).

Se, como é caso dos periféricos mais comuns, os dados estão muitas vezes já disponíveis na forma digital (o que facilita a interface com o CPU), noutros casos, em aplicações industriais ou em áreas ligadas à engenharia, medicina, ou ciências, por exemplo, a entrada para o computador provem frequentemente de sensores que produzem sinais

eléctricos (imagens de grandezas físicas) na forma analógica (pag. 68). Nestes casos os circuitos de interface incluem necessariamente um *conversor analógico/digital* (A/D). Do mesmo modo, alguns dispositivos de saída obrigam a incluir um *conversor digital/analógico* (D/A) nos circuitos de interface. É o que acontece quando se pretende ligar o computador a um altifalante (para nele produzir sons) ou a um motor eléctrico (para comandar o seu movimento).

Outra aspecto que é importante saber é se um periférico comunica em *série* ou em *paralelo*. Os terminais, p. ex., são dispositivos série, uma vez que produzem e recebem informação sob a forma de uma cadeia de bits (uns a seguir aos outros). Este é também o modo utilizado pelos computadores para comunicarem uns com os outros. Já uma impressora necessita, frequentemente, duma interface paralelo, por forma a receber os bits de informação todos ao mesmo tempo (em paralelo). Como os computadores processam os dados em paralelo (em palavras de 8, 16 ou 32 bits), a interface com alguns periféricos pode requerer uma conversão série/paralelo e vice-versa, o que se consegue utilizando circuitos de interface que são, basicamente, registos de deslocamento (pag. 177).

Barramentos. O CPU está ligado às restantes partes do computador por três conjuntos de linhas dispostas em paralelo, que se designam por barramentos ("*buses*"), e que servem para 'transportar' informação. O *barramento de dados* ("*data bus*") transporta os dados que são processados. É um barramento bi-direccional, isto é, que permite o fluxo de informação nos dois sentidos, constituído tipicamente por 8, 16 ou 32 bits, que permitem transportar simultaneamente igual número de bits (um bit por cada linha). Quando se diz que um CPU é de 16 bits (p. ex.), está-se a referir ao número de bits do seu barramento de dados. O *barramento de endereços* ("*address bus*") transporta endereços de memória possuindo, tipicamente, entre 8 e 32 bits, conforme o número de posições de memória que é possível aceder directamente (com 16 bits, p. ex., é possível aceder a $2^{16} = 65536$ posições de memória). O barramento de controlo transporta sinais de sincronização e possui, frequentemente, entre 3 e 10 linhas.

Linguagens de programação. Um computador necessita de ser programado para que 'saiba' o que fazer. O programa consiste numa série de instruções que, seguidas do endereço do operando a ser processado, envolve o computador num processo (ininterrupto) de 'busca-e-execução', isto é, o CPU vai buscar à memória de programa (na posição apontada pelo "program counter" uma instrução, executa-a e passa à instrução seguinte (uma vez que entretanto o "program counter" é incrementado).

Os programas podem ser escritos em *código máquina*, isto é, directamente em 0's e 1's do código binário correspondente a cada instrução (do "instruction set" do CPU). Esta seria, no entanto, uma tarefa muito morosa, dispendiosa em termos de tempo, e susceptível de

produzir muitos erros. Por isso desenvolveram-se linguagens de programação que facilitam tarefa de construir programas. Existem, basicamente dois tipos: as *linguagens de baixo nível* (ou "*assembly*") e as *linguagens de alto nível*.

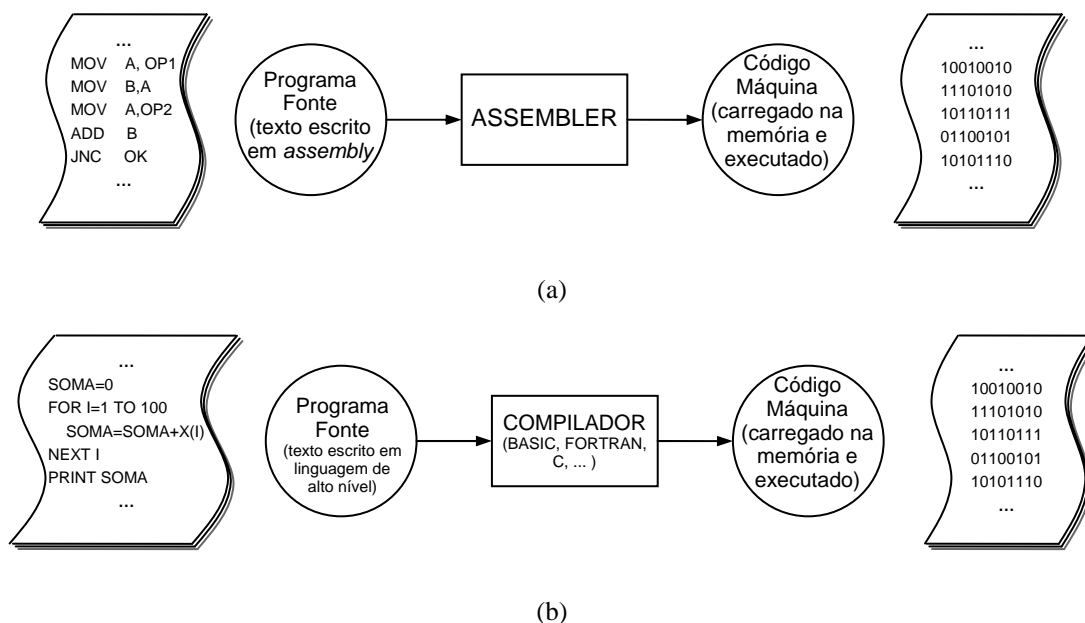


Fig. 4.127

As linguagens de baixo nível estão muito próximas do código máquina: os programas são escritos com *mnemónicas* (mais fáceis de memorizar e manipular do que palavras em binário) que correspondem directamente ao "instruction set" do CPU. À instrução 'Mover o conteúdo de uma posição de memória para o acumulador', por exemplo, poderia corresponder (num dado "assembly") a mnemónica *MVA* que, por sua vez, poderia significar o código binário '1010 1110'. O texto em "assembly" (um conjunto de mnemónicas) é depois convertido para código máquina (uma sequência de palavras em binário entendidas pelo CPU) por um programa especial que se designa por "*assembler*" (fig. 4.127 (a)). O código é então carregado na memória (isto é, transferido para uma RAM ou gravado numa ROM) para depois ser executado.

As linguagens de alto nível estão muito próximas da linguagem do Homem e são muito fáceis de entender e de utilizar. Possuem também regras de sintaxe e semânticas, e utilizam termos (normalmente em inglês) como `PRINT`, `OPEN`, `INPUT`, `DO UNTIL...`, etc. Contudo necessitam de mais espaço de memória e requerem mais tempo de CPU (isto é, os programas demoram mais tempo a serem executados), uma vez que cada instrução escrita em linguagem de alto nível é convertida em várias instruções em código máquina (e não apenas uma, como normalmente acontece quando se programa em "assembly"). Para traduzir textos escritos numa linguagem de alto nível em código máquina utilizam-se *compiladores* ou *interpretadores* (que tal como os "assemblers" são programas especiais, fig. 4.127 (b)). Uma vantagem importante deste tipo linguagem é permitirem uma certa *portabilidade*, isto é, os

programas podem ser escritos independentemente da máquina onde depois são compilados e executados (com um pouco de sorte não haverá problemas de maior...). Existem diversas linguagens de alto nível, como o BASIC (cujo compilador faz normalmente parte do "software" de base de todos os computadores pessoais), o COBOL (utilizada em gestão), o FORTRAN (a primeira linguagem desenvolvida para aplicações científicas e, por isso mesmo, ainda hoje muito utilizada), o PASCAL, o C, etc.

O microprocessador

O *microprocessador* (MPU ou μP) pode ser visto como uma miniatura do CPU de um computador digital, isto é, a ALU, os registos e a unidade de controlo. É um circuito integrado VLSI (pode incluir actualmente muitas dezenas de milhar de transístores) desenvolvido no princípio dos anos 70. Nessa altura, ao mesmo tempo que se produziam CI's cada vez mais complexos e especializados, sentiu-se a necessidade de um dispositivo de uso geral, adequado para uma larga gama de tarefas. A sua versatilidade resulta do facto de ser programável: apenas por modificação de um conjunto de instruções pode ser utilizado como unidade de controlo, não só de um microcomputador, mas também de uma calculadora, de uma máquina de lavar ou de um auto-rádio. Em alternativa pode comandar um sistema de semáforos ou um robô industrial.

É importante notar que um MPU não é em si um computador – para ser um microcomputador necessita de memória e dispositivos de entrada e saída. No entanto a tendência é incorporar num mesmo MPU um maior número possível de funções de suporte a periféricos.

Existem diversos MPU's no mercado, diferindo na sua arquitectura, na velocidade de processamento e no conjunto de instruções que executa. Os comprimentos de palavra mais usuais são 8, 16 e 32 bits. Alguns custam apenas poucas centenas de escudos, sendo frequentemente a parte mais barata de um sistema. Apresentam diferentes tipos de caixa (a d.i.l. de 40 pinos é uma das mais utilizadas) e são normalmente alimentados a 5V. O primeiro MPU digno de registo foi o INTEL 8080, um dispositivo de 8 bits utilizado, entre muitas outras aplicações, nos primeiros computadores pessoais.

Arquitectura de computadores. Na fig. 4.128 apresenta-se o diagrama de blocos simplificado de um MPU típico. Para explicar (de uma forma breve) como funciona, vamos assumir que está programado com as instruções e os dados necessários para executar a soma de dois números. Admitamos ainda que ele já foi inicializado ("reset"), manualmente por meio de um interruptor, ou automaticamente ao ligar-se a alimentação, através de um sinal aplicado na sua entrada de 'reset'.

Recorde-se que o "program counter" é um registo especial (contador) que aponta a próxima instrução a ser executada. Está ligado através do "address bus" à memória (ROM ou PROM, p. ex.) na qual as instruções estão guardadas. Após a inicialização o seu conteúdo é zero, ou seja, o endereço da primeira posição de memória que vai ser lida (admitindo um MPU com um barramento de endereços de 8 bits) é '0000 0000'. A instrução guardada nessa posição é então transferida para o MPU através do endereço de dados.

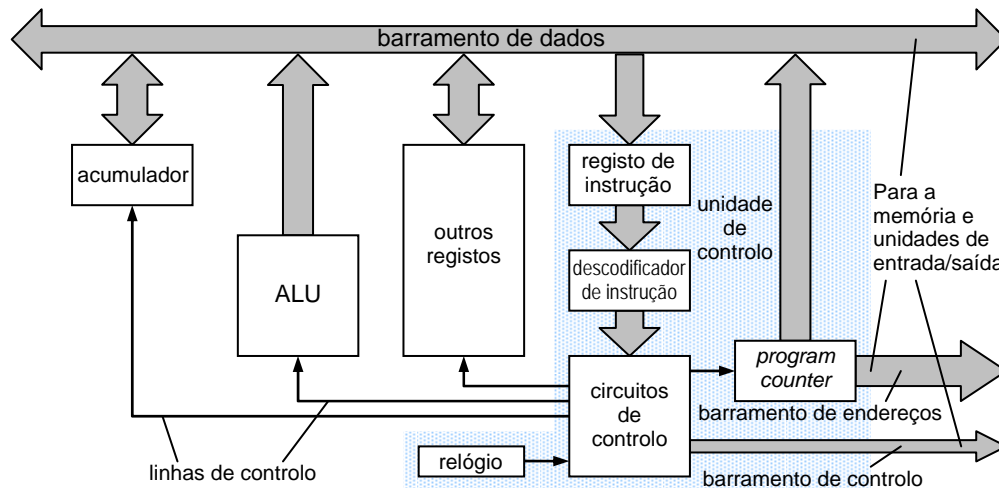


Fig. 4.128

A instrução é mantida (até que outra seja recebida) num registo especial – o *registo de instrução* –, cujas saídas são descodificadas pelo *descodificador de instrução*. Este produz um série de sinais que vão garantir através dos *circuitos de controlo*, o fluxo de informação (abrindo e fechando portas lógicas de forma adequada e em sincronismo com o relógio) por forma a que instruções seja executada. Um desses sinais permite que, uma vez executada a primeira instrução, o "program counter" seja incrementado, ficando a apontar a instrução seguinte (o programa avança um passo).

Uma vez que aquilo que se pretende é somar dois números, a primeira instrução será provavelmente um MOV, resultando da sua execução a transferência (ou a cópia, para ser mais exacto) de um dos operandos, de uma dada posição de memória (onde havia previamente sido guardada pelo programador) para o acumulador (registo de nome A, por hipótese). Para obter a soma do dado no acumulador (número) com o segundo operando armazenado noutra posição de memória, o programa deve dar as instruções necessárias para que nos impulsos de relógio seguintes o conteúdo do acumulador seja transferido para outro registo interno (B, por exemplo) e para que o segundo operando seja copiado para o acumulador. Se em seguida for dada a instrução de adição (referenciada, admitamos, pela mnemónica ADD), o descodificador de instrução assegura que a ALU se comporte como um somador-completo (pag. 165) e o resultado da soma dos dois operandos seja guardado no

acumulador, para que mais tarde ser transferido para uma unidade de saída (ou novamente para a memória).

O aspecto do programa em "assembly" para a adição dos dois números poderia ser o seguinte:

Instrução (mnemónica)	Operando	Comentário
MOV	A, OP1	;transfere para o acumulador o primeiro operando ;guardado na posição de memória de endereço OP1
MOV	B, A	;transfere o conteúdo do acumulador para o registo B
MOV	A, OP2	;transfere para o acumulador o primeiro operando ;guardado na posição de memória de endereço OP2
ADD	B	;soma o conteúdo do acumulador com o do registo B e ;guarda resultado no acumulador
...		

Transferência de execução e subrotinas. Um microprocessador (ou qualquer CPU) seria pouco menos do que inútil se tudo o que fizesse fosse executar instruções umas a seguir às outras, isto é, se não fosse possível transferir a execução do programa 'saltando' para qualquer endereço de memória a partir do qual se pretende que ele continue. Para tanto, a unidade de controlo em vez de incrementar o "program counter" de uma unidade, coloca neste registo o endereço da posição de memória a partir da qual o programa passa a ser executado. Existem, basicamente, três modos de transferência de execução: as *instruções de salto*, as *chamadas a subrotina* e as *interrupções*.

Os saltos são instruções especiais (JUMP) que especificam directamente qual o endereço para o qual é transferida a execução do programa (fig. 4.129 (a)). Podem ser *incondicionais*, ou *condicionais* – quando o salto só é executado mediante o teste e verificação de determinadas condições.

Quando uma tarefa é repetida várias vezes – a execução de uma multiplicação, p. ex. (a ALU de muitos MPU's não inclui "hardware" que permita efectuar esta operação) –, pode ser interessante (poupa-se tempo de escrita e espaço de memória) guardar o conjunto de instruções correspondentes a essa tarefa numa subrotina que é *chamada* (ou invocada) sempre que necessário. As instruções de chamada a subrotina (CALL) especificam o endereço da primeira instrução da subrotina (fig. 4.129 (a)). A principal diferença em relação à transferência de execução através de um salto, é que quando a execução da subrotina termina deve retornar-se ao programa principal (a última instrução de uma subrotina é sempre um RETURN), o que pressupõe que o endereço de retorno tenha que ser guardado. Assim acontece: ao encontrar uma instrução CALL a unidade de controlo armazena num local próprio – a "*stack*" ou *pilha* –, o endereço da instrução seguinte (depois do CALL). A pilha consiste num conjunto de registos que tem este nome porque os dados nele são 'empilhados' e depois recuperados a partir do topo, e na ordem inversa, ou seja, o último a ser guardado é o

primeiro a ser recuperado (fig. 4.129 (b)). A "stack" serve igualmente para armazenar temporariamente outro tipo de dados (para além de endereços de retorno). O MPU possui um registo especial – o "*stack pointer*" onde mantém, permanentemente actualizado, endereço do topo da "stack".

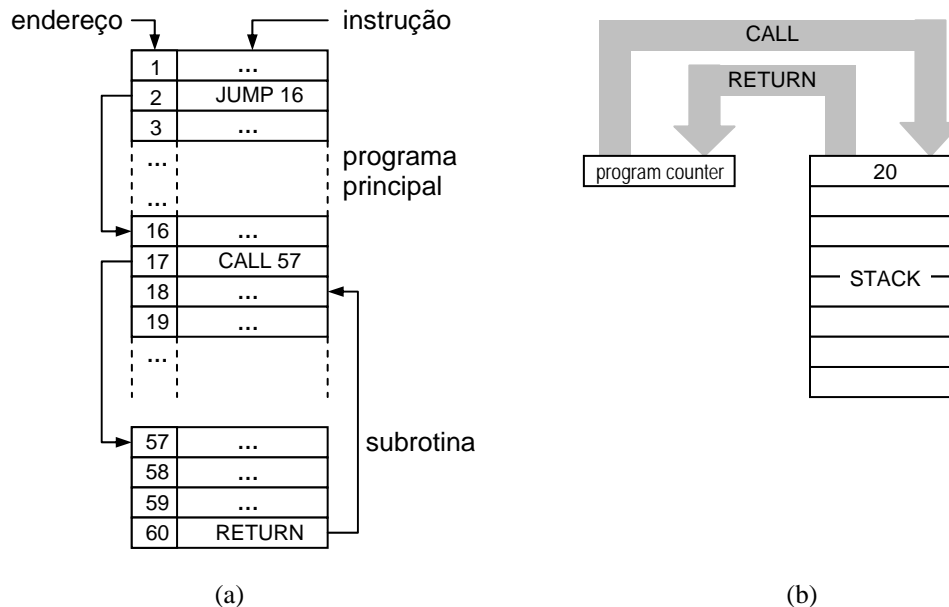


Fig. 4.129

A principal diferença entre uma interrupção e uma chamada a uma subrotina, é que o processo de transferência de execução é desencadeado, não por uma instrução de CALL (na sequência da execução de um programa), mas por "hardware", isto é, activando uma linha de entrada da unidade de controlo (*linha de interrupção*), em resultado de um evento exterior ao MPU – por exemplo, um botão premido pelo operador de uma máquina controlada pelo microcomputador.

Registo de "flags". Uma "*flag*" é um "flip-flop" (pag. 170) cuja saída é colocada no estado lógico '1' para assinalar (tal como faz uma bandeira que é a tradução à letra de "flag") a ocorrência de determinado facto. São utilizadas nas operações aritméticas e lógicas e nas instruções de salto condicional. Todos os MPU's incluem um registo especial de vários bits, correspondentes a outras tantas "flag's". Alguns possuem, p. ex., uma "*flag*" de "*carry*" que é colocada a '1' quando da execução de uma operação aritmética resulta um bit de transporte (pag. 166). A "*flag*" de zero é activada quando o resultado é zero.

4.4.4 Famílias Lógicas

As portas lógicas podem ser construídas utilizando diferentes tipos de circuitos e diferentes tecnologias. As portas RTL (pag. 162) e DTL (pag. 163) foram as primeiras a aparecer mas estão, neste momento, obsoletas.

Actualmente utilizam-se portas lógicas integradas em CI's que pertencem, quase invariavelmente, a um de dois grandes grupos ou *famílias lógicas*. Baseiam-se na utilização de um de dois tipos de transístores (bipolares ou CMOS) e apresentam vantagens importantes relativamente às primeiras portas lógicas.

Uma das famílias é a *TTL* ("*Transistor Transistor Logic*") e utiliza transístores bipolares na implementação das diferentes funções lógicas; a outra é a *CMOS* (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*), e baseia-se na utilização de FET's.

Os CI's TTL pertencem a uma série referenciada pelos números '74 xxx'; os algarismos a seguir a '74' indicam a natureza do CI, isto é, o tipo de porta lógica. Os CI's CMOS pertencem à série '4 xxx'; uma vez mais, os dígitos a seguir ao '4' dependem daquilo que o CI faz. Ambos os tipos estão normalmente disponíveis sob a forma de uma pastilha D.I.L. de 14 ou 16 pinos (por vezes mais, pag. 121) e incluem várias portas (normalmente idênticas) ou circuitos combinacionais ou sequenciais mais complexos.

O CI 7400, p. ex., inclui quatro portas NAND's com duas entradas e uma saída por porta. A cada porta correspondem assim três pinos, resultando num total de catorze pinos, incluindo dois para a ligação da fonte de alimentação (0 e +5V) comuns a todas as portas.

Na fig. 4.130 apresentam-se as ligações dos pinos dos CI's 7400 e 4011B (quatro NAND's de duas entradas em ambos os casos).

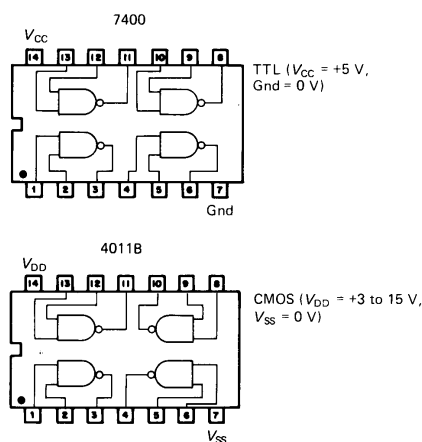


Fig. 4.130

Comparação entre as famílias TTL e CMOS.

Na tabela da fig. 4.131 resumem-se as principais características de cada família, seguindo-se uma discussão do seu conteúdo.

Propriedades	TTL	CMOS
Fonte de Alimentação	5V \pm 0.25V c.c.	de 3V a 15V c.c.
Corrente requerida	Miliamperes	Microamperes
Impedância de entrada	Baixa	Muito elevada
Velocidade de comutação	Elevada	Baixa
"Fan-out"	Dez	Cinquenta

Fig. 4.131

Fonte de alimentação. A família TTL requiere uma fonte estabilizada de 5V (com uma regulação de 5% na pior das hipóteses), enquanto que os circuitos CMOS funcionam bem com uma fonte não-estabilizada que garanta uma tensão de saída entre 3V e 15V.

Corrente requerida. As entradas dos CI's CMOS requerem correntes de nível muito mais baixo (da ordem das 1000x menos) do que as dos CI's TTL.

Impedância de entrada. A impedância de entrada muito elevada dos CI's CMOS (devida à utilização de FET's) assegura um baixo consumo de corrente mas torna o seu manuseamento algo melindroso, pois qualquer contacto entre um isolante (plásticos ou tecidos, p. ex.) e os pinos pode provocar, por acumulação de carga eléctrica estática, a ruptura das junções (e a destruição do CI). O mesmo não acontece com os CI's TTL, uma vez que apresentam uma impedância de entrada muito mais baixa.

Velocidade de comutação. É muito mais elevada no caso da família TTL. O atraso introduzido por uma porta TTL é, tipicamente de 10 ns (10^{-9} segundos), comparado com 300 ns para uma gate CMOS.

"Fan-out". Para a família TTL o "*fan-out*" é dez. Isto quer dizer que à saída de cada porta TTL é possível ligar até dez entradas de outras portas (da mesma família), garantindo-se o funcionamento correcto do circuito. Graças à sua impedância de entrada elevada, o "*fan-out*" da família CMOS é cinquenta.

Entradas não utilizadas. Na família TTL, uma entrada não utilizada comporta-se como se estivesse no nível lógico '1', a menos que esteja ligada a 0V. Contudo, é aconselhável ligá-las a +5V. Na família CMOS as entradas não utilizadas devem sempre ligar-se a 0V ou 5V (dependendo do circuito), caso contrário (se forem deixadas '*no ar*'), o comportamento do circuito é indeterminado.

Níveis de integração. Pelo facto (entre outras razões) de os interruptores CMOS dissiparem muito menos energia do que os transístores bipolares utilizados em TTL, são possíveis (no primeiro caso) níveis de integração muito mais elevados.

Note-se que as características apresentadas dizem respeito às famílias TTL e CMOS "standard" (ou normais). Dentro de cada uma delas existem diversas variantes, diferindo essencialmente nas suas características de "fan-out" (e consumo de energia) e de velocidade de comutação.

Níveis lógicos e interface

Níveis lógicos. As tensões que representam os níveis lógicos 'baixo' e 'alto' deveriam ser (idealmente) 0V e $+V_{CC}$ (ou seja, 0V e +5V no caso da família TTL). Na prática, devido às quedas de tensão nas resistências e transístores no interior do CI, tais valores nunca são atingidos.

Na família TTL, por exemplo (fig. 4.132 (a)), uma tensão de entrada entre 0V e 0.8V comporta-se como um '0' lógico (produzindo a correspondente mudança de estado na saída), enquanto que valores entre 2V e 5V significam um '1' lógico. Do mesmo modo, uma saída 'baixa' pode estar entre 0 e 0.4V (pelo facto da queda de tensão num transístor saturado não ser 0V) e um nível 'alto' pode significar uma tensão de saída entre 2.4V e 5V, uma vez que qualquer tensão nesta gama garante o funcionamento de outros CI's TTL.

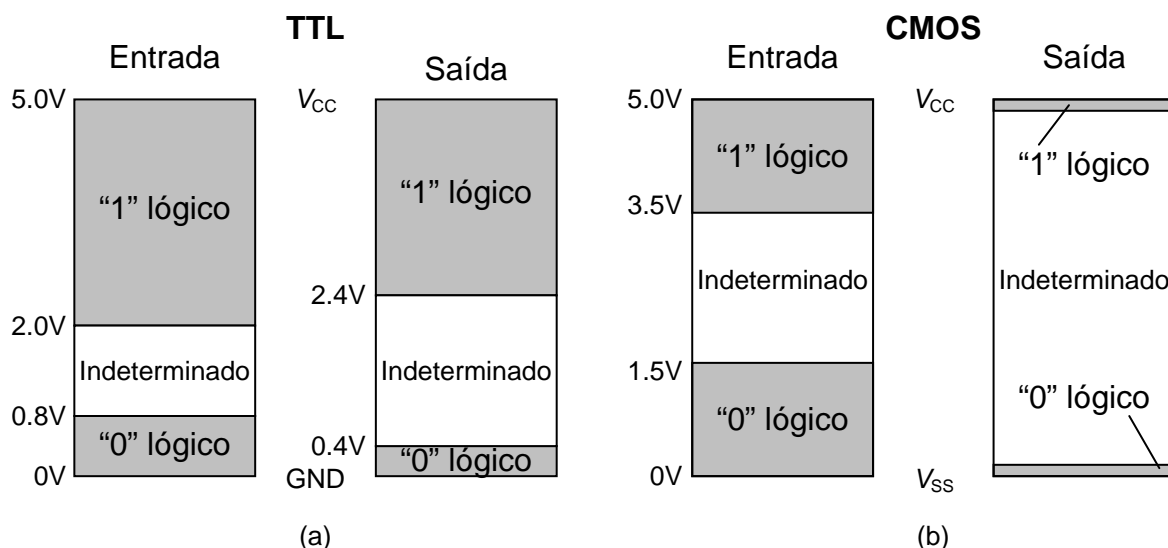


Fig. 4.132

Na fig. 4.133 (b) apresenta-se os valores de tensão correspondentes aos níveis lógicos para o caso da família CMOS. Note-se que neste caso, os valores relativos à saída são quase os ideais, já que a tensão pode variar entre, praticamente, 0V e $+V_{DD}$.

Em ambos os casos (TTL ou CMOS), valores intermédios de tensão (resultado, p. ex., pela não observação da regra do "fan-out") leva a uma funcionamento indeterminado dos circuitos.

Margem de ruído. O comportamento descrito e ilustrado pela fig. 4.132, garante para os CI's uma certa *margem de ruído*, ou seja, mesmo que sobreposto aos sinais que se pretende processar exista algum sinal indesejável (alterando o valor da tensão), e desde que a sua amplitude não ultrapasse determinado valor, o funcionamento dos circuitos é garantido. No caso da família TTL, p. ex., é fácil constatar que a margem de ruído é de 0.4V (fig. 4.133).

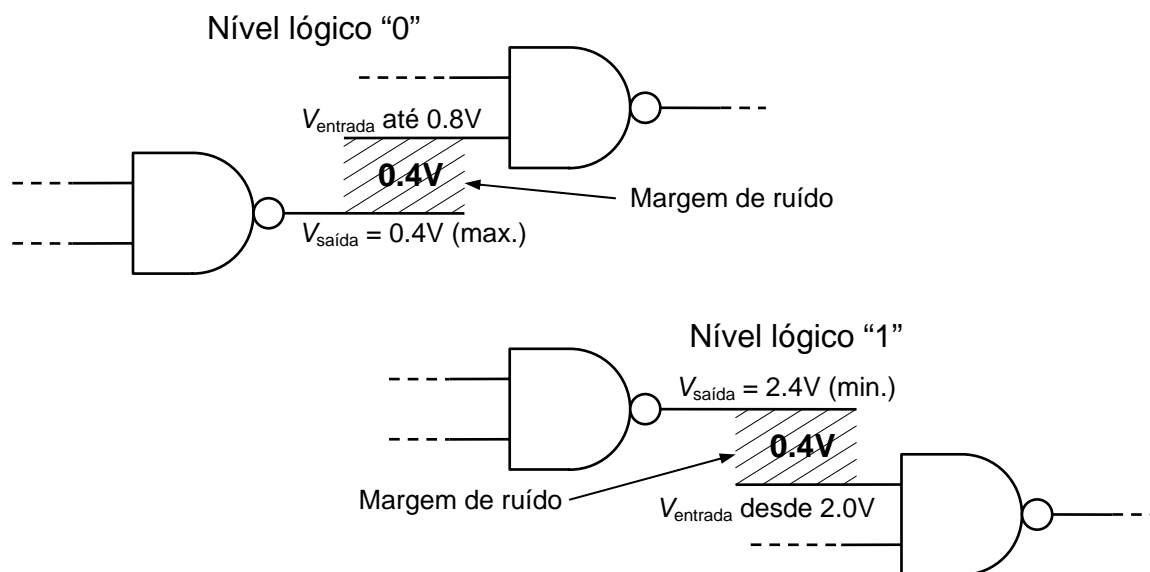


Fig. 4.133

Esta característica dos circuitos digitais, isto é, o facto de possuírem (até certo ponto) *imunidade ao ruído*, traduz-se uma importante vantagem deste tipo de circuitos relativamente aos analógicos.

Interface TTL× CMOS. Quando alimentados a partir de uma mesma fonte de alimentação de 5V, os níveis lógicos TTL e CMOS são diferentes, ou seja, as duas famílias *não são compatíveis* (mesmo atendendo a que uma saída TTL pode alimentar um número muito elevado de entradas CMOS). Uma saída TTL no estado lógico '1', p. ex., pode ser, na pior das hipóteses, 2.4V, valor que é inferior ao mínimo (3.5V) susceptível de ser interpretado como um nível 'alto' por uma entrada CMOS. Assim, utilizar TTL e CMOS no mesmo circuito (para garantir as vantagens de ambas as famílias) origina problemas de *interface* que, felizmente, podem ser facilmente ultrapassados.

Do mesmo modo, quando se pretende ligar CI's TTL ou CMOS a outro tipo de circuitos (que eventualmente nem pertencem a nenhuma família lógica), são necessários cuidados especiais de interface para que os níveis lógicos sejam assegurados.

4.5 Outros Componentes e Subsistemas

4.5.1 Conversores analógico \leftrightarrow digital

Sinais Analógicos e Digitais

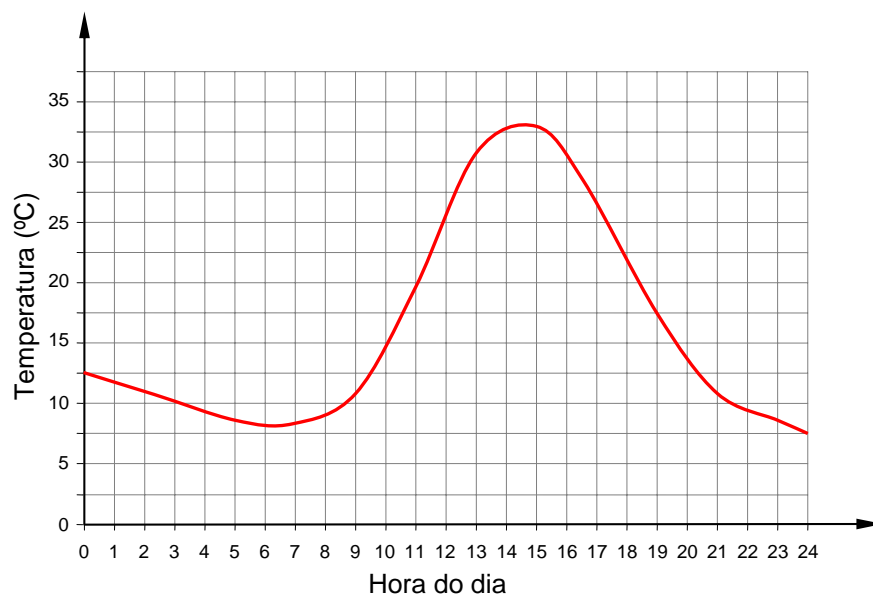


Fig. 4.134 – Gráfico de uma grandeza analógica (temperatura *versus* tempo)

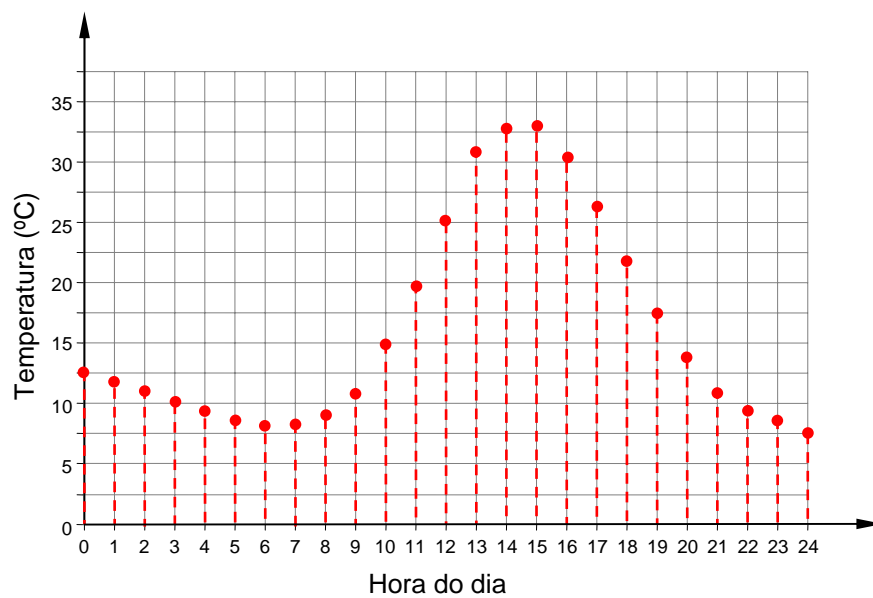


Fig. 4.135 – Valores amostrados da do sinal analógico. Cada ponto pode agora ser digitalizado (representado pela palavra de um código binário)

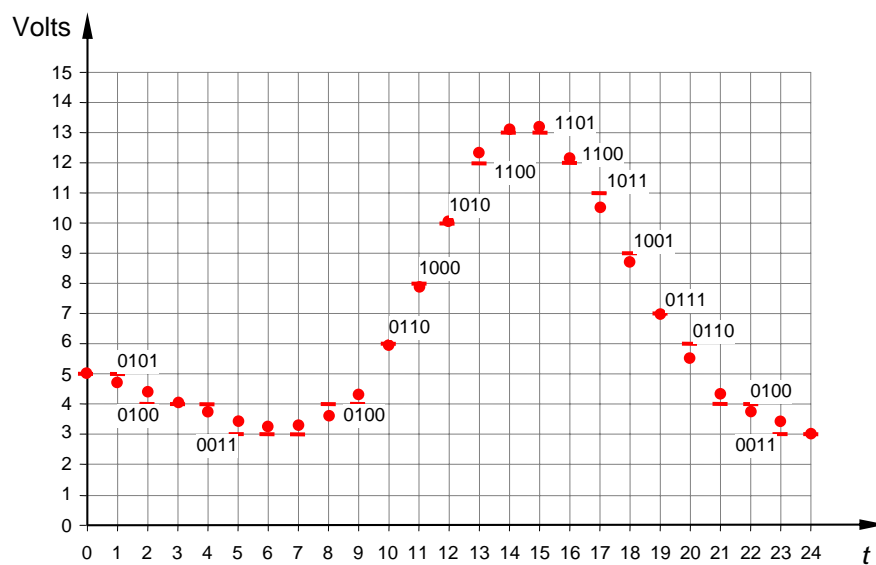


Fig. 4.136 – Representação digital dos pontos resultantes da discretização de uma curva analógica

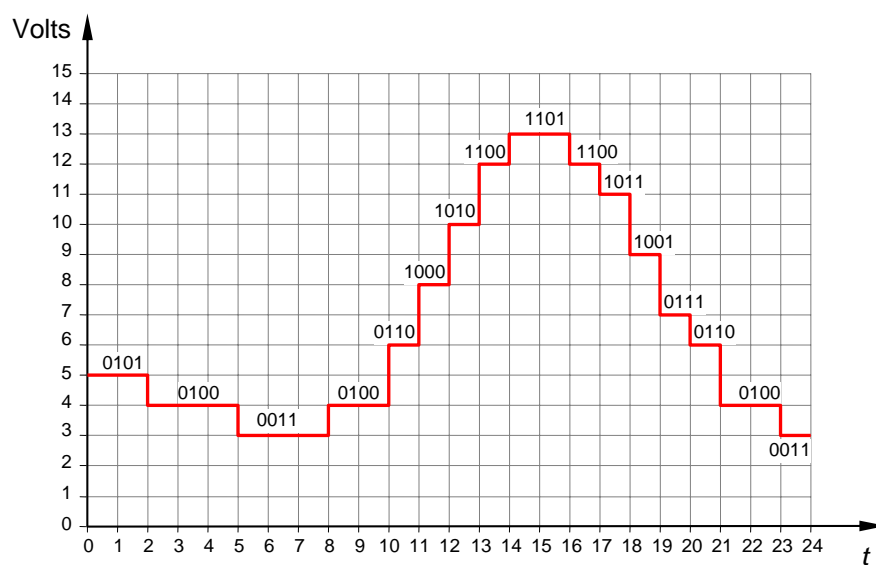


Fig. 4.137 – Reprodução digital da curva analógica

$$resolução = \frac{V_{REF}}{2^{nbits} - 1}$$

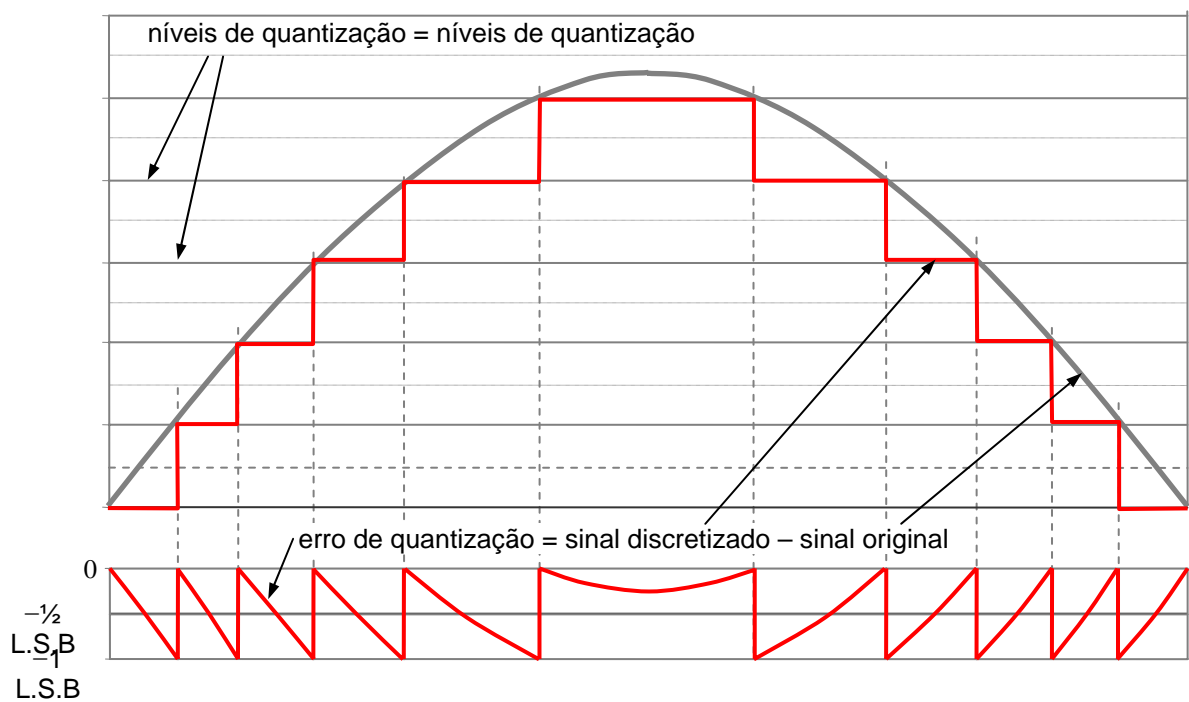


Fig. 4.138 – Erro de quantização utilizando iguais níveis de decisão e discretização

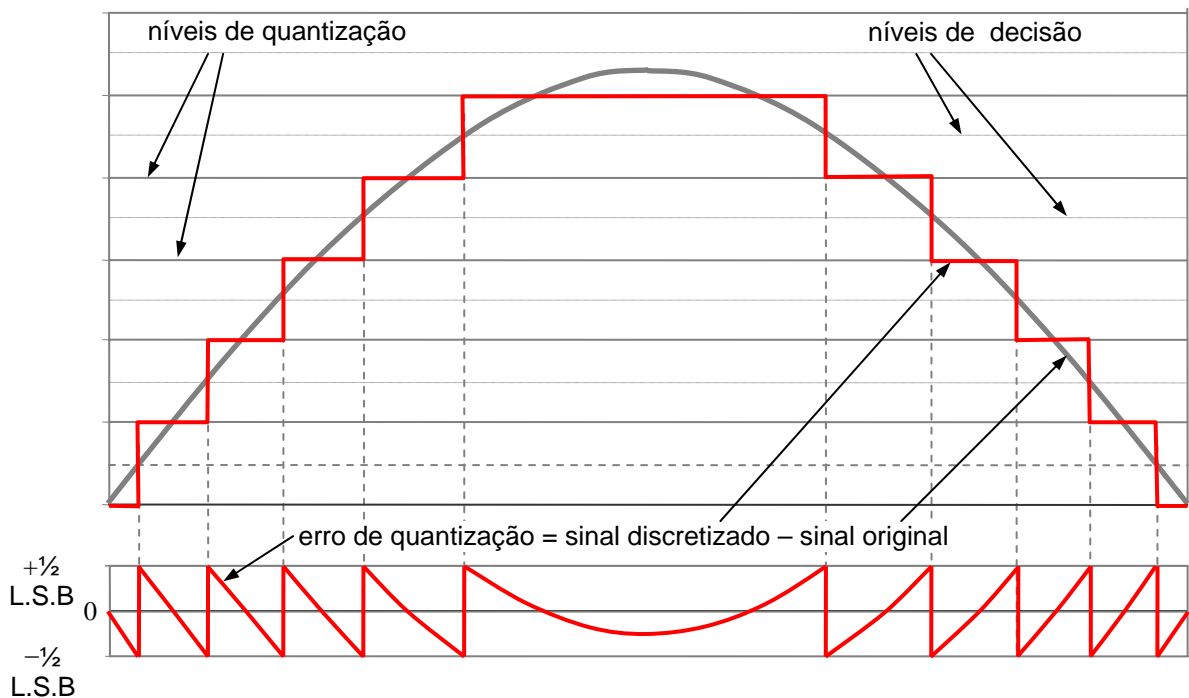


Fig. 4.139 – Erro de quantização utilizando níveis de decisão e discretização distantes do equivalente a $\frac{1}{2}$ L.S.B.

Teorema de Nyquist

$$f_s = 2 \times f$$

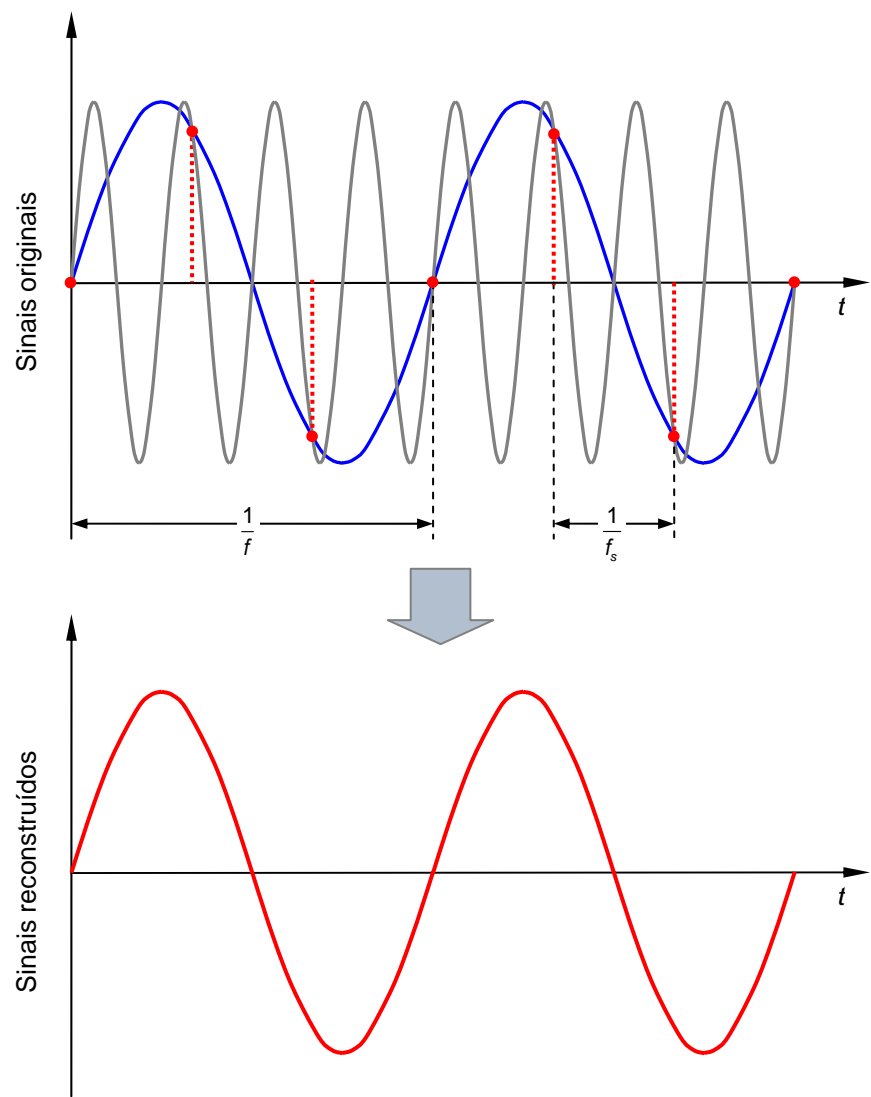


Fig. 4.140

Sinal	f_{max}	f_s	nº de bits
Telefónico	3500 Hz	8000 Hz	8 bits
HI-FI	16000 Hz	32000 Hz	16 bits
Vídeo	2 MHz	4 MHz	16 bits

Processamento digital de informação

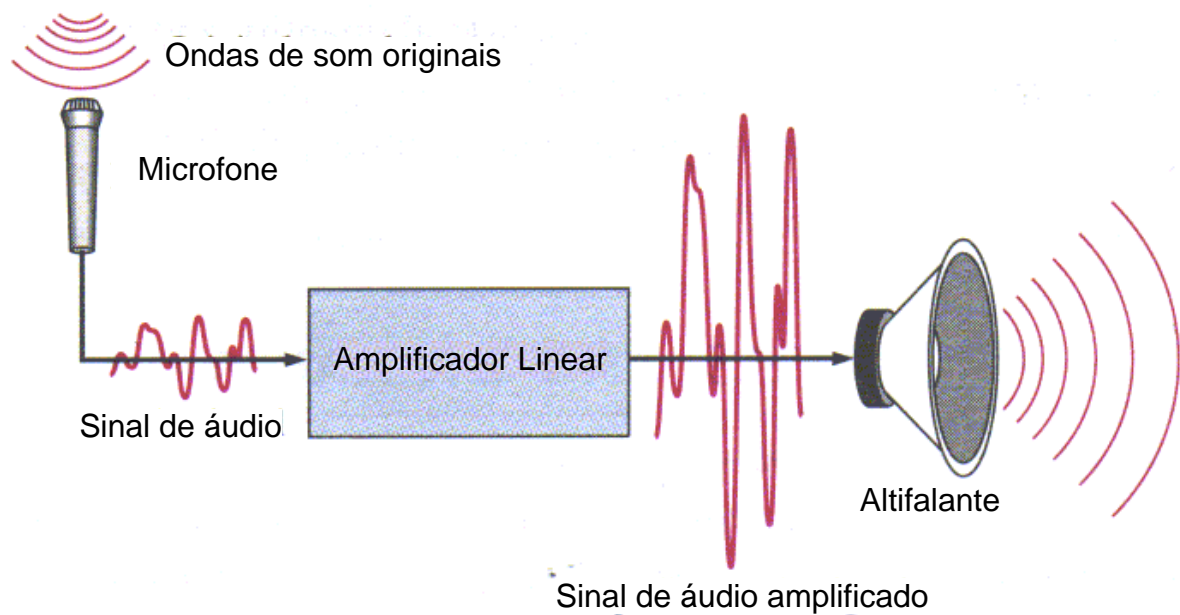


Fig. 4.141 – Sistema analógico

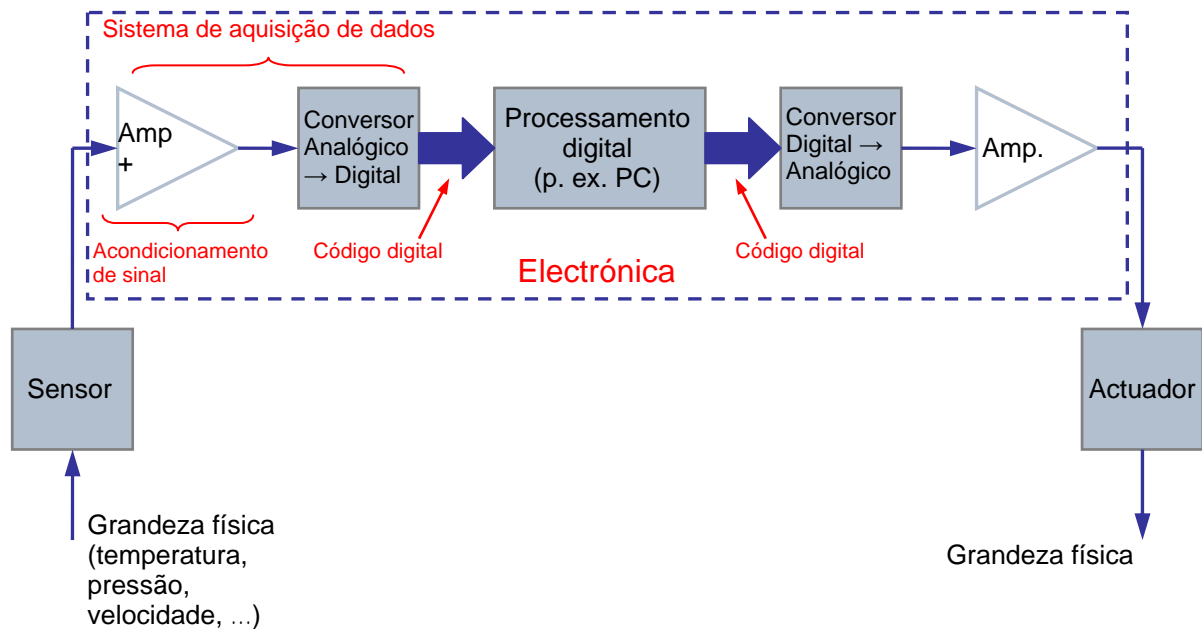


Fig. 4.142 – Sistema electrónico para processamento digital de informação

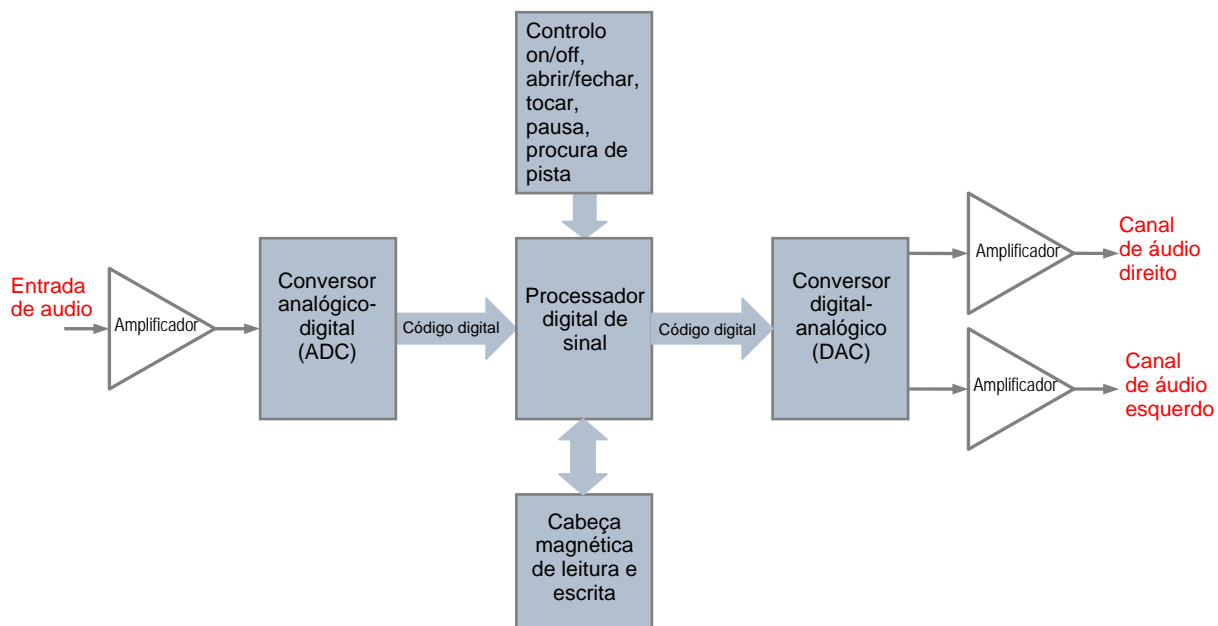


Fig. 4.143 – Diagrama de blocos de um sistema DAT (gravador de áudio digital)

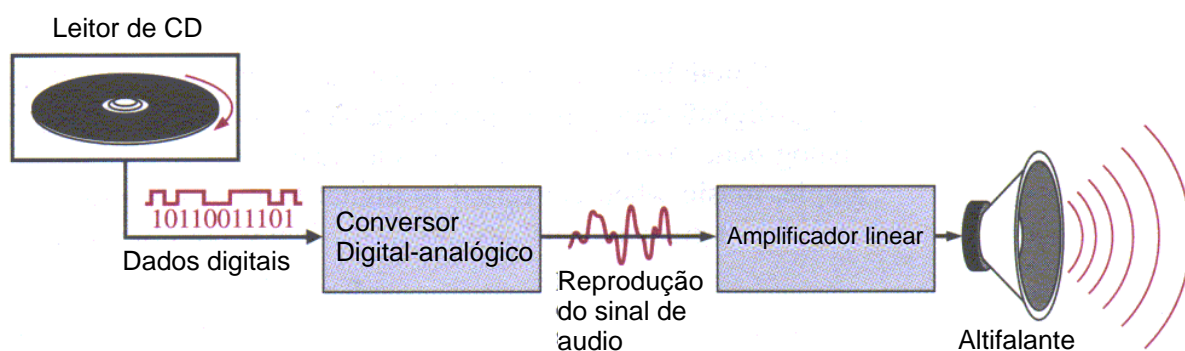


Fig. 4.144 – Funcionamento básico de um leitor de CD

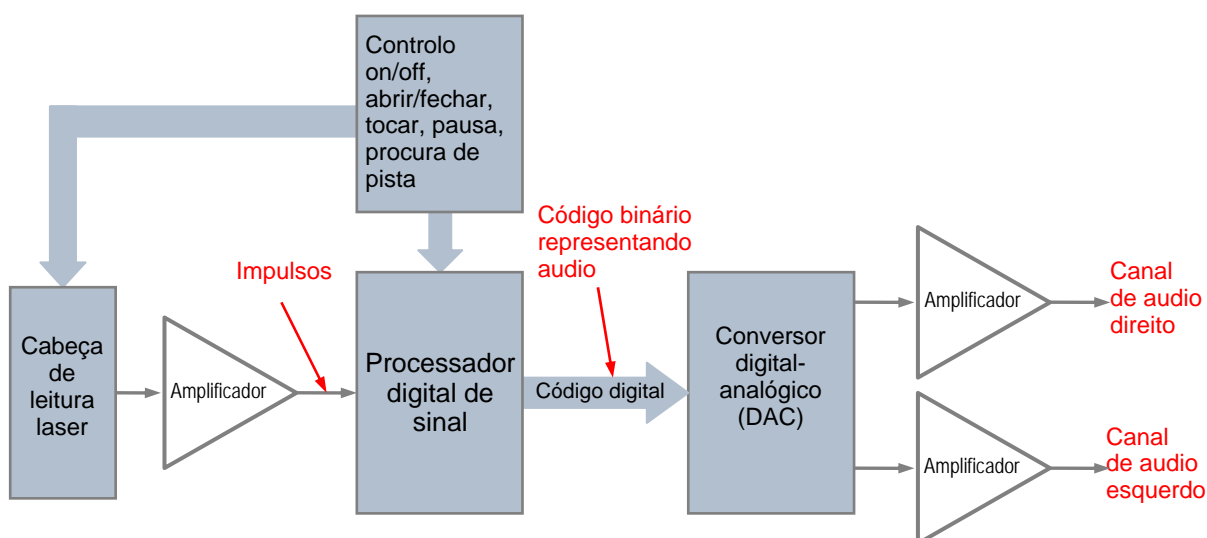


Fig. 4.145 – Diagrama de blocos de um leitor de CD

Conversão de digital para analógico (D/A)

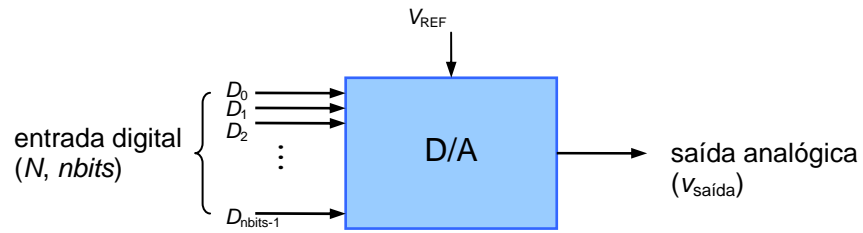


Fig. 4.146 – Conversor digital-analógico

$$v_{saida} = \frac{V_{REF}}{2^{nbits} - 1} \cdot N$$

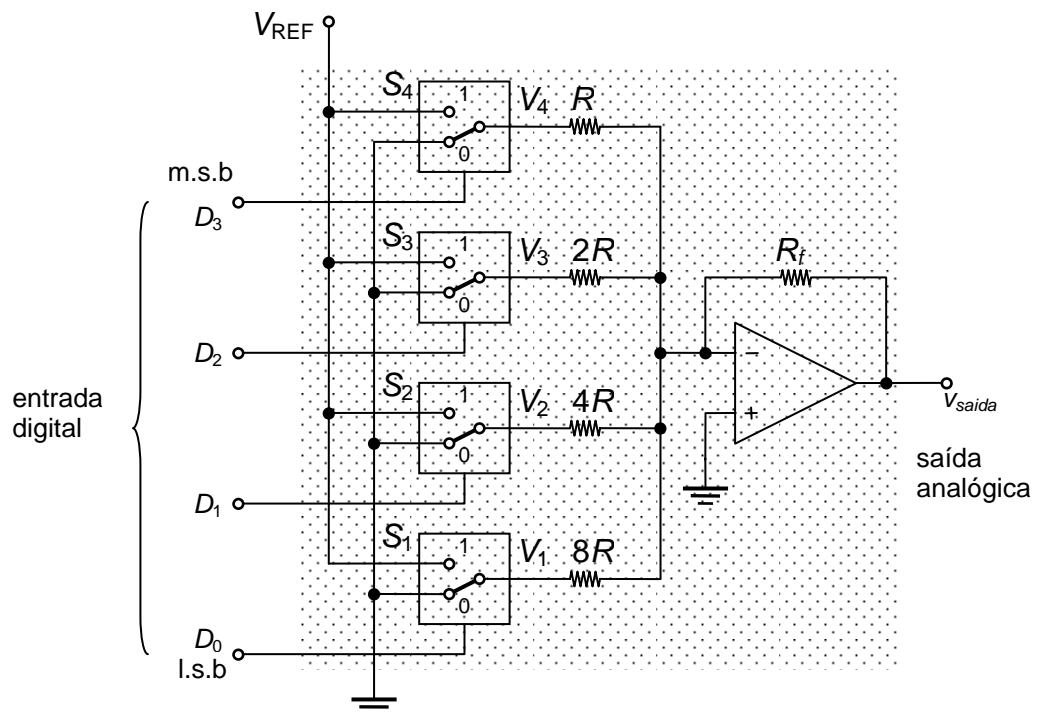


Fig. 4.147 – Conversor D/A de 4 bits

$$V_{saida} = -V_{REF} \left(\frac{R_f}{R} \cdot D_3 + \frac{R_f}{2R} \cdot D_2 + \frac{R_f}{4R} \cdot D_1 + \frac{R_f}{8R} \cdot D_0 \right)$$

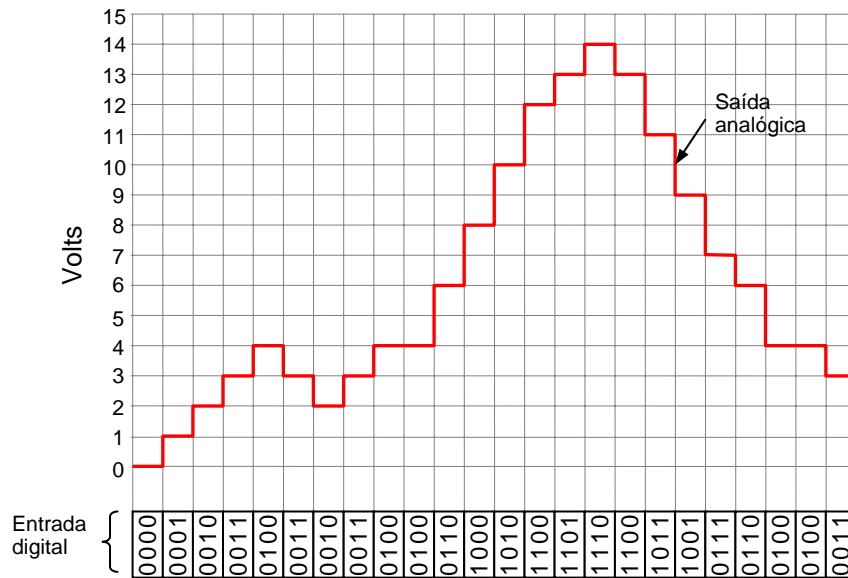


Fig. 4.148

Características de desempenho de conversores D/A

Resolução. A resolução de um A/D é o inverso do número máximo de degraus da saída. Para um A/D de n bits a resolução referida à entrada é $1/(2^n - 1)$. Referida à saída a resolução é $V_{REF}/(2^n - 1)$, onde V_{REF} corresponde ao fim de escala do D/A. A resolução pode também exprimir-se através da especificação do número de bits que são convertidos (diz-se p. ex. que um D/A tem uma resolução de 8 bits significando que a resolução é $1/255 = 0.0039$).

Precisão. A precisão é uma medida da diferença entre a saída esperada e a saída real do D/A. Exprime-se como uma percentagem de um fim de escala (ou valor máximo). se, p. ex. um conversor possui como fim de escala uma saída de 10 V e tem uma precisão de 0.1%, então o maior erro que ocorre na saída é $(0.001)(10 \text{ V}) = 10 \text{ mV}$. Idealmente a precisão deve corresponder, quando muito, a $\pm 1/2$ do LSB (bit menos significativo). Para um conversor de 8 bits, p. ex., 1 LSB = 0.0039, pelo que a precisão deve ser melhor do que $\pm 0.39\%$ do fim de escala.

Linearidade. Tem a ver com o desvio de uma recta ideal da saída do A/D (figura 4.149 (a)). Na prática alguns códigos binários não produzem na saída degraus com a amplitude esperada.

Erro de Offset. É o erro que ocorre pelo facto da tensão de saída do conversor ser diferente de zero quando todos o bits de entrada são iguais a zero (figura 4.149 (b)). Note-se que o erro é mesmo para todos os valores convertidos.

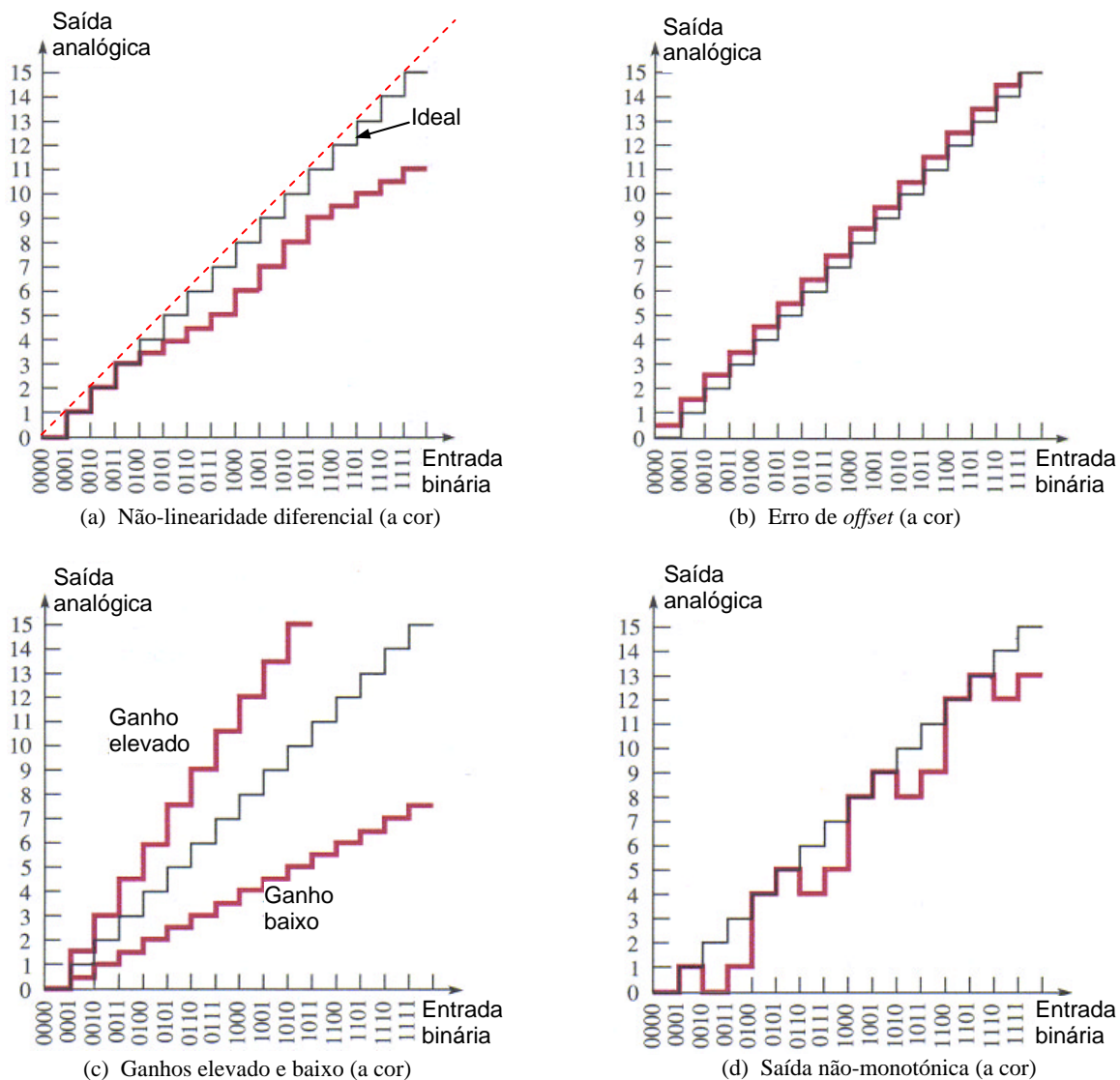


Fig. 4.149

Ganho baixo ou elevado. A figura 4.149 (c) ilustra os erros introduzidos na saída como resultado de um ganho desajustado. No caso de um ganho baixo a amplitude dos degraus é inferior ao ideal. No caso de um ganho elevado a amplitude dos degraus é superior ao ideal.

Monotonicidade. Um D/A diz-se *monotónico* se, para uma sequência cobrindo toda a gama de entradas, a saída não apresenta nenhuma inversão de passos (figura 4.149 (d)).

Settling time. É o tempo que a saída do D/A demora a estabilizar dentro de uma gama correspondente a $\pm 1/2$ do LSB quando ocorre uma alteração na entrada (figura 4.150).

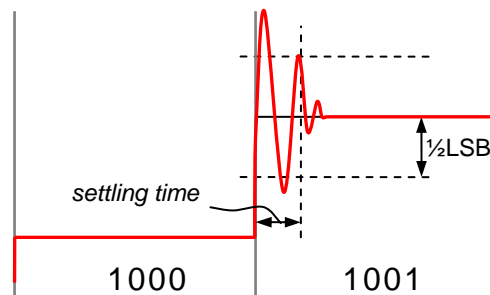


Fig. 4.150

Conversão de analógico para digital (A/D)

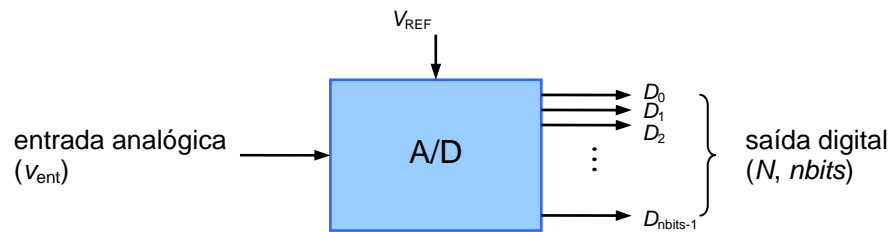


Fig. 4.151 – Conversor A/D

$$N = \text{INT} \left(\frac{2^{nbits} - 1}{V_{REF}} \cdot V_{ent} \right)$$

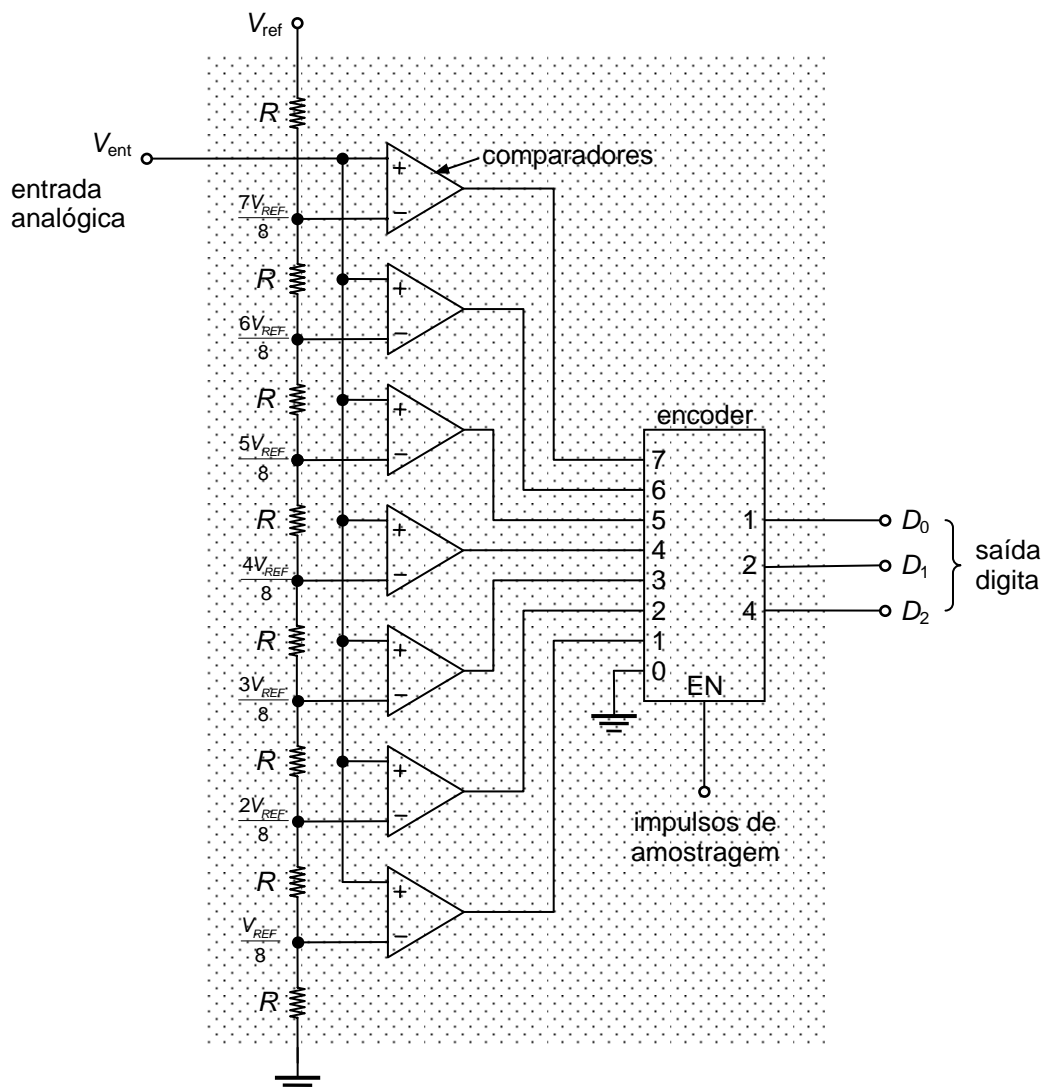


Fig. 4.152 – Conversor A/D "flash" de 3 bits

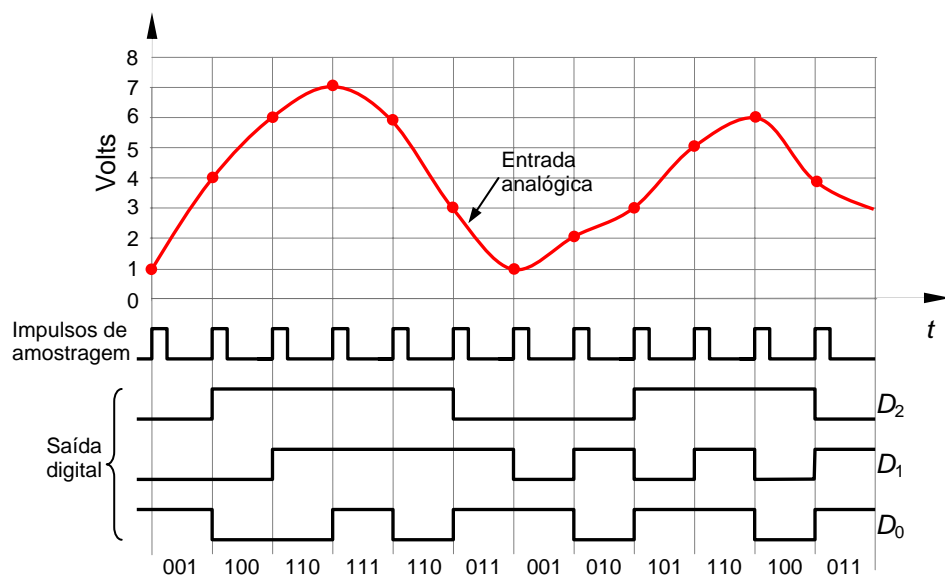


Fig. 4.153

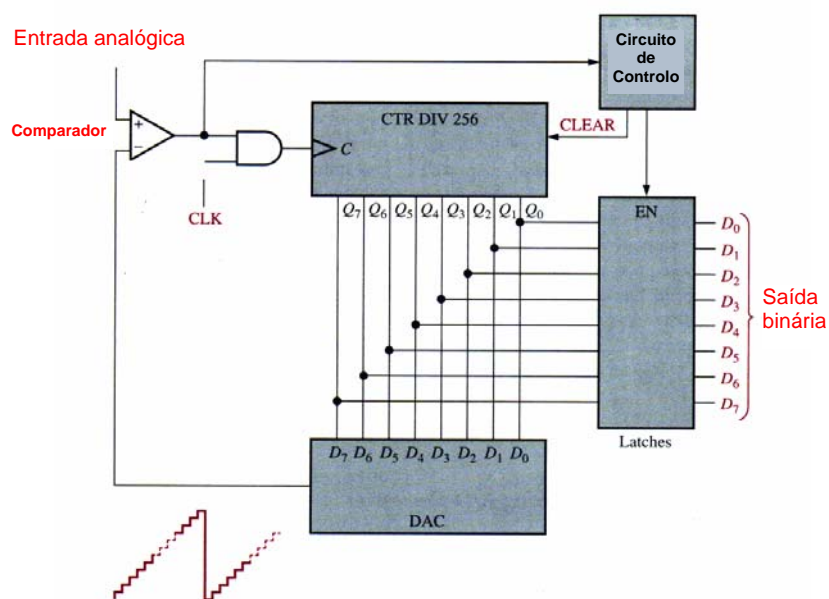


Fig. 4.154 – Conversor A/D de rampa digital

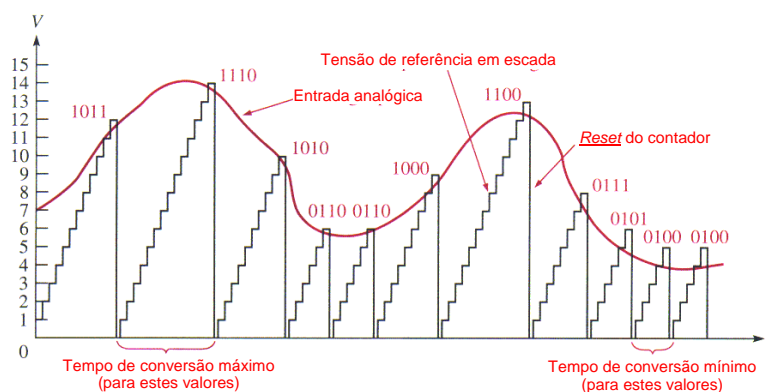


Fig. 4.155

Características de desempenho de conversores A/D

Muitas das características de desempenho dos conversores A/D (resolução, precisão, linearidade, ...) são especificadas de forma idêntica às dos conversores D/A (basta inverter as referências às entradas e saídas). Veja-se, p. ex., o caso da falta de um código (figura 4.156 (a)), da ocorrência de códigos incorrectos (figura 4.156 (b)), ou do erro de *offset* (figura 4.156 (c)).

Tempo de conversão. É o tempo (t_c) necessário para converter para binário uma amostra do sinal de entrada. Note-se que a frequência de amostragem (f_s) deverá ser sempre, $f_s \leq 1/t_c$.

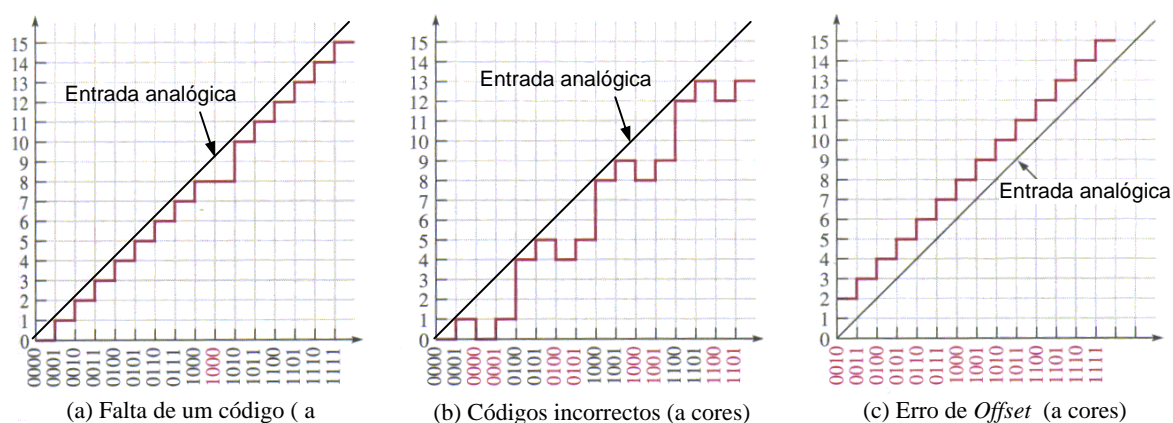


Fig. 4.156

4.5.2 Multiplexers

Multiplexagem digital

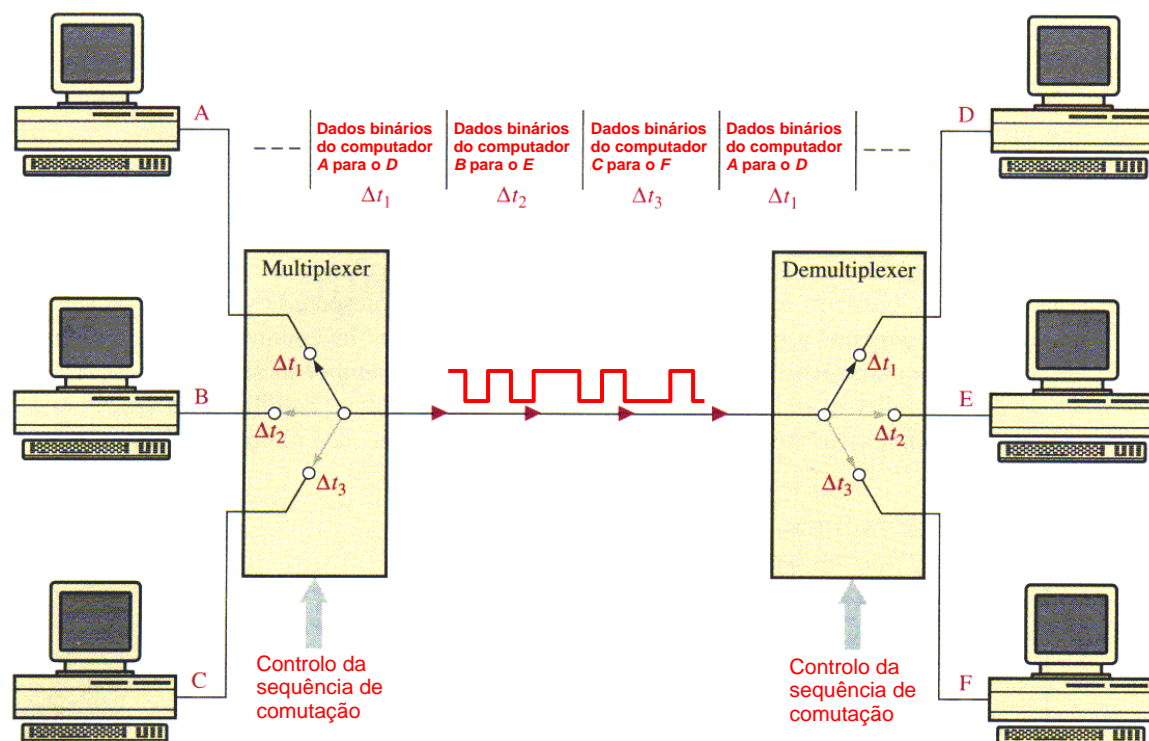


Fig. 4.157

Multiplexagem analógica

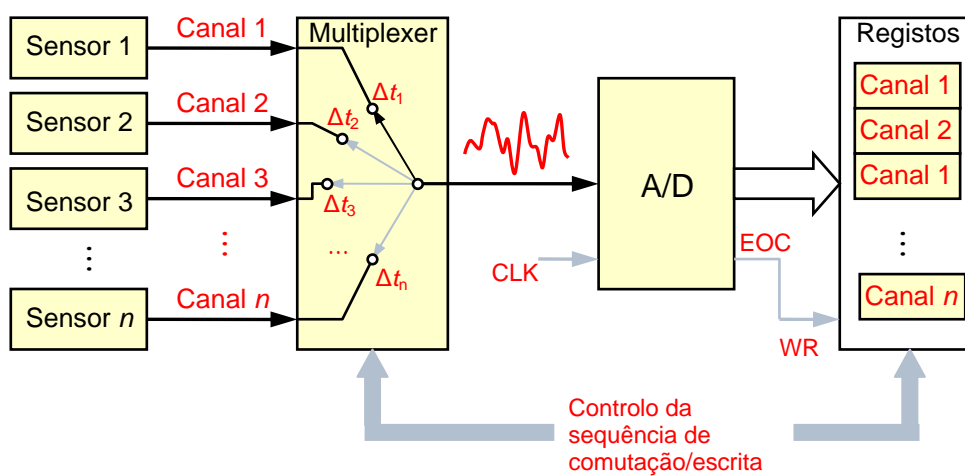
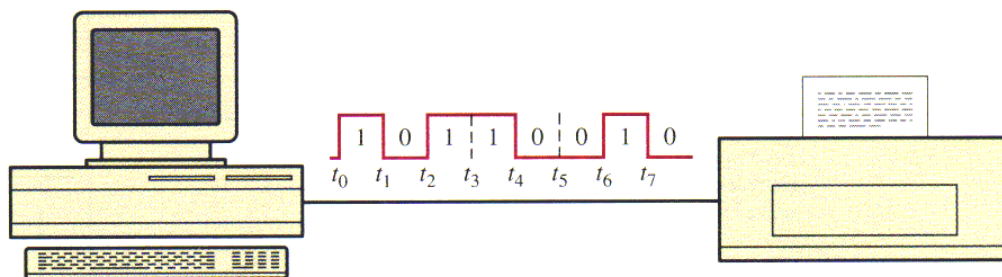
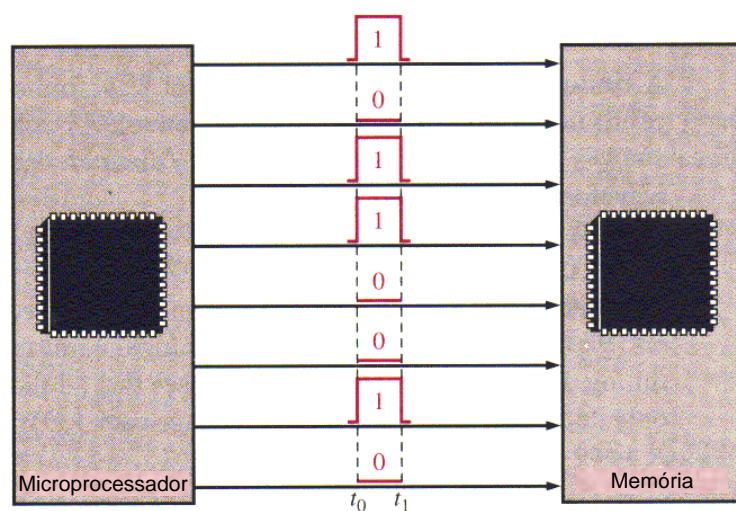


Fig. 4.158

4.5.3 Conversão série ↔ paralelo



(a) Transferência de dados binários em série do computador para a impressora



(b) Transferência de dados binários em paralelo do microprocessador para a memória

Fig. 4.159

BIBLIOGRAFIA

- Zanger, Henry. *Electronic Systems - Theory and Applications*. New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 1977.
- Frederiksen, Thomas M. *Intuitive Analog Electronics*. McGraw-Hill Book Company, 1988.
- Tompkins, Willis J. and Webster, John G. *Interfacing Sensores to the IBM PC*. New Jersey: Prentice-Hall, 1988.
- Boylestad, Robert and Nashelsky, Louis. *Electronics - A Survey*. Prentice-Hall International, Inc., 1989 (3ª ed.)