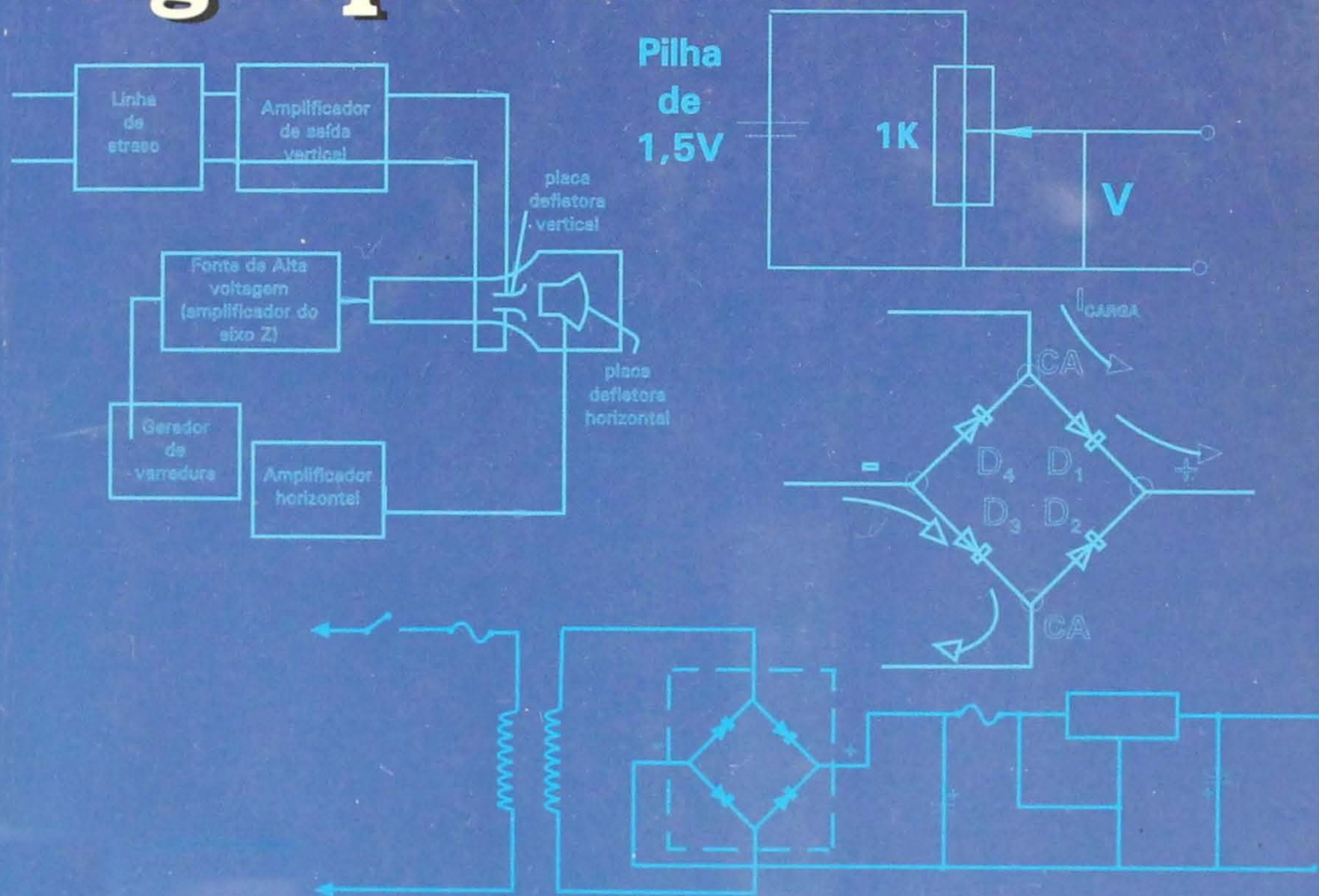


Manutenção de Instrumentos Laboratoriais na Pesquisa Agropecuária



Embrapa

Clovis Isberto Biscegli

Licenciado em Física, em 1972, pela Faculdade de Filosofia Ciências e Letras de Rio Claro, Rio Claro, SP, Mestre em Física Aplicada e Ciência dos Materiais pelo IFQSC-USP, em 1977, Doutor em Ciências pelo IFQSC-USP, em 1994. Sua área de atuação envolve a instrumentação eletrônica na agropecuária, ultra-som aplicado a sistemas biológicos, instrumentação em ressonância magnética nuclear e tomografia de ressonância magnética. É pesquisador do Centro de Instrumentação da Embrapa e possui cursos de especialização em várias empresas, em equipamentos laboratoriais, entre elas a FANEM, MICRONAL, CARL ZEISS do Brasil e VEB CARL ZEISS JENA, Alemanha.

Ladislau Marcelino Rabello

Engenheiro Eletrônico, formado pela Faculdade de Engenharia de Barretos, em 1983, Mestre em Engenharia Elétrica, em 1993, pela Escola de Engenharia de São Carlos, EESC-USP, área de Automação. É pesquisador do Centro de Instrumentação da Embrapa e coordenador do grupo de manutenção de instrumentos laboratoriais utilizados na pesquisa agropecuária. Possui cursos de especialização em várias empresas, em equipamentos laboratoriais, entre elas a FANEM, MICRONAL, CARL ZEISS do Brasil e VEB CARL ZEISS JENA, Alemanha.

Paulo Estevão Cruvinel

Engenheiro Eletrônico e Eletrotécnico, formado pela Faculdade de Engenharia de Barretos, em 1980, Mestre em Engenharia Elétrica em 1984, e Doutor em 1987, pela Universidade Estadual de Campinas, UNICAMP, área de Automação. Pós-doutorado na University of California, USA, de 1991 a 1992, junto ao Crocker Nuclear Laboratory e Department of Land, Air and Water Resources, Campus de Davis. Possui mais de 80 trabalhos científicos publicados em revistas científicas especializadas. De 1986 a 1989 foi Chefe Adjunto da Unidade de Apoio à Pesquisa e Desenvolvimento de Instrumentação Agropecuária. É membro do Instituto de Engenharia, da Sociedade Brasileira para o Progresso da Ciência, da Sociedade Brasileira de Pesquisadores em Agropecuária e da New York Academy of Science, USA. É pesquisador do Centro de Instrumentação e atualmente Secretário Executivo do Programa de Automação da Embrapa.

erativa do Brasil

dente
rique Cardoso

ra e do Abastecimento

istro
orto Neto

Pesquisa Agropecuária

dente
ue Portugal

tores
gia Brito da Cunha
acomelli Scolari
Rodrigues Peres

*Empresa Brasileira de Pesquisa Agropecuária
Centro Nacional de Pesquisa e Desenvolvimento de Instrumentação Agropecuária
Ministério da Agricultura e do Abastecimento*

Manutenção de Instrumentos Laboratoriais na Pesquisa Agropecuária

*Clovis Isberto Biscegli, Dr.
Ladislau Marcelino Rabello, M.Sc.
Paulo Estevão Cruvinel, Dr.
Paulo Sergio de Paula Herrmann Junior, M.Sc.
Wilson Seluque Ferreira, M.Sc.*

**Serviço de Produção de Informação - SPI
1997**

República Federativa do Brasil

Presidente

Fernando Henrique Cardoso

Ministério da Agricultura e do Abastecimento

Ministro

Arlindo Porto Neto

Empresa Brasileira de Pesquisa Agropecuária

Presidente

Alberto Duque Portugal

Diretores

Elza Angela Battaglia Brito da Cunha

Dante Daniel Giacomelli Scolari

José Roberto Rodrigues Peres

*Empresa Brasileira de Pesquisa Agropecuária
Centro Nacional de Pesquisa e Desenvolvimento de Instrumentação Agropecuária
Ministério da Agricultura e do Abastecimento*

Manutenção de Instrumentos Laboratoriais na Pesquisa Agropecuária

*Clovis Isberto Biscegli, Dr.
Ladislau Marcelino Rabello, M.Sc.
Paulo Estevão Cruvinel, Dr.
Paulo Sergio de Paula Herrmann Junior, M.Sc.
Wilson Seluque Ferreira, M.Sc.*

*Serviço de Produção de Informação - SPI
1997*

Exemplares desta publicação podem ser adquiridos da:

Embrapa Instrumentação Agropecuária
Rua XV de Novembro, 1452 - Centro
CEP 13560-970 São Carlos, SP
Tel.: (016) 274-2477
Fax: (016) 272-5958
Telex: 162 406 EBPA

Embrapa Produção de Informação
SAIN Parque Rural - Av. W/3 Norte (final)
Caixa Postal 040315
CEP 70770-901 Brasília, DF
Tel.: (061) 348-4236
Fax: (061) 272-4168
Telex: (061) 1738

Produção editorial e gráfica: Embrapa Produção de Informação
Coordenação editorial: Walmir Luiz Rodrigues Gomes
Mayara Rosa Carneiro

Revisão gramatical e editorial: Francimary de Miranda e Silva

Editoração eletrônica: Carlos Eduardo Felice Barbeiro

Tratamento de ilustrações e capa: Renato Berlim Fonseca

Tiragem: 1.000 exemplares

CIP-Brasil. Catalogação-na-publicação.
Serviço de Produção de Informação (SPI) da Embrapa.

Manutenção de instrumentos laboratoriais na pesquisa agropecuária. /
Clovis Isberto Biscegli, Ladislau Marcelino Rabello, Paulo
Estevão Crunivel, Paulo Sérgio de Paula Herrmann Junior, Wilson
Seluque Ferreira ; Empresa Brasileira de Pesquisa Agropecuária.
Centro Nacional de Pesquisa e Desenvolvimento de Instrumentação
Agropecuária. Brasília: Embrapa-SPI, 1997.
273p. il.

ISBN: 857383-003-4

1. Instrumentos laboratoriais. 2. Manutenção. 3. Pesquisa agropecuária. I. Biscegli, Clovis Isberto. II. Rabello, Ladislau Marcelino. III. Crunivel, Paulo Estevão. IV. Herrmann Junior, Paulo Sérgio de Paula. V. Ferreira, Wilson Seluque. VI. EMBRAPA. Centro Nacional de Pesquisa e Desenvolvimento de Instrumentação Agropecuária (São Carlos-SP).

CDD 620.0046

© Embrapa 1997

Apresentação

A área de manutenção de equipamentos laboratoriais constitui um dos principais pilares sobre o qual se apoiou a criação e se consolidou o Centro Nacional de Pesquisa e Desenvolvimento de Instrumentação Agropecuária (CNPDIA), criado há doze anos, sob a direção do Prof. Sérgio Mascarenhas.

Em 1985, o pesquisador Clovis Biscegli foi convidado para desenvolver uma missão estratégica e pioneira de organizar uma pequena equipe de pesquisadores e técnicos, tendo como desafio atender à demanda de manutenção de equipamentos de laboratório da Embrapa. Ela incluía o conserto de uma longa lista de equipamentos paralisados, bem como sua organização em um programa de computador (SIGMA) para gerenciar o significativo patrimônio de equipamentos laboratoriais da empresa, de milhões de dólares.

Ressalta-se, ainda, a grande diversidade de equipamentos, marcas e modelos, que vai desde equipamentos mais simples, como agitadores e magnéticos e pH-metros, até ultracentrífugas, rhizotrons e espectrofotômetros, distribuídos em todo o país, onde nem sempre há assistência técnica disponível. As manutenções preventiva e corretiva se fazem necessárias quando se pretende explorar, ao máximo, a capacidade instrumental para viabilizar pesquisas e gerar tecnologias em qualquer instituição que se destine a esse fim.

Nestes onze anos de atuação da equipe de manutenção, há um saldo de resultados bastante positivo. Cerca de 3.000 equipamentos foram submetidos à manutenção e revisão, num total de 16.000 horas de trabalho. Subtraindo todos os custos, inclusive de despesas com pessoal, houve uma economia direta de cerca de 1 milhão de dólares para a Embrapa.

Além de recuperar o patrimônio de milhões de dólares e economizar recursos financeiros, faz-se mister a avaliação do impacto sobre o desenvolvimento das pesquisas e tecnologias que teriam sido interrompidas se a ação do CNPDIA não tivesse ocorrido. Destacam-se, ainda, vários treinamentos especializados que a equipe recebeu, até fora do Brasil, ao mesmo tempo que transmitiu esses conhecimentos através dos cursos que ministrou.

Na maioria das vezes, os equipamentos que requerem manutenção não possuem manuais técnicos, constituindo verdadeiras

“caixas-pretas”, além de que, nem sempre, há determinada peça ou componente disponível no mercado para pronta substituição. Tratando-se de equipamentos fora de linha mas de grande utilidade na pesquisa, é muito comum à equipe redesenhar, reprojeter e reconstruir circuitos e componentes, num verdadeiro trabalho de reengenharia.

Foi com o intuito de aproveitar toda a experiência em lidar com equipamentos, dos mais simples aos mais complicados, distribuídos nas 39 unidades da Embrapa e nas instituições do Sistema Nacional de Pesquisa Agropecuária (SNPA), nos mais de 8,5 milhões de quilômetros quadrados do Brasil, que este livro foi organizado pelos editores.

A Embrapa, através do CNPDIA, tinha um importante papel a cumprir nesta atividade, disponibilizando as informações aqui contidas. Não conhecemos livro similar, mesmo em outra parte do mundo.

O lançamento deste livro representa o coroamento de um grande trabalho de equipe, e esperamos que seja de grande valia a todos aqueles direta e indiretamente envolvidos com a manutenção de equipamentos laboratoriais.

Dr. Silvio Crestana

Chefe Geral do CNPDIA

Prefácio

A instrumentação de laboratório utilizada na pesquisa agropecuária envolve um grande número de equipamentos e sistemas, os quais têm sido concebidos com base nos conhecimentos da eletrônica, da física, da óptica, da mecânica, da química, da engenharia de materiais e de outras tantas áreas. Assim, dada principalmente a característica multidisciplinar no projeto desses instrumentos, tornam-se complexas as atividades de manutenção, quando requeridas, sendo necessário treinamento especializado para enfrentar o desafio dos planos de desenvolvimento de tais manutenções, quer sejam de caráter preventivo ou corretivo, quer segundo o enfoque da reengenharia dos instrumentos. Por essa razão, os profissionais que atendem a este segmento devem dispor de uma extensa área de formação, a qual inclui tanto os conhecimentos de circuitos quanto os de sistemas, pois sua tarefa envolve a exploração de blocos funcionais como também o uso de sensores e dispositivos passivos e ativos.

Este livro foi elaborado de modo a satisfazer às necessidades educacionais e básicas para o desenvolvimento de programas de manutenção de instrumentos de laboratório, utilizados na pesquisa agropecuária, e abrange conceitos fundamentais sobre elementos de circuitos passivos, fontes e conversores de tensão alternada em contínua, principais equipamentos utilizados para a manutenção de instrumentos utilizados na pesquisa agropecuária, elementos de circuito ativos, semicondutores e amplificadores operacionais, fundamentos de arquiteturas microprocessadas, instrumentos ópticos, manutenção em microscópios, balanças analógicas e eletrônicas, estufas, B.O.D, pH-metros, colorímetros, fotômetro de chama e porômetros. Adicionalmente foi incluído um capítulo dedicado à análise dos principais termos utilizados na instrumentação.

Agradecemos ao Sr. Valentim Monzane, do Centro de Instrumentação da Embrapa, pelos trabalhos de desenho e diagramação. Dedicamos também este trabalho a nossas famílias.

Os autores

Sumário

CAPÍTULO 1	Elementos de circuitos passivos — dispositivos básicos	11
	Resistor - características e associação	11
	Associação de resistores	13
	Potenciômetros	14
	Características elétricas	23
	Capacitor — características e associação	26
	Associação de capacitores	28
	Indutor — características e associação	29
	Associação de indutores	30
CAPÍTULO 2	Fontes de alimentação	31
	Transformadores	31
	Retificação e filtragem	32
	Dimensionamento do capacitor	36
	Dimensionamento do retificador	36
	Tensão de pico inverso	37
	Calculando o transformador	37
	Reguladores de tensão	38
	Reparos em fontes de tensão	41
CAPÍTULO 3	Principais equipamentos eletrônicos para a manutenção de instrumentos laboratoriais da pesquisa agropecuária	45
	Ohmímetro	45
	Voltímetro	47
	Amperímetro	49
	Osciloscópio	50
	Medidas de frequência	52
	Medidas de período	53
	Uso do osciloscópio	54

CAPÍTULO 4	Elementos de circuitos ativos — dispositivos semicondutores	55
	Diodos retificadores	56
	Projeto de retificadores	65
	Diodos de referência	68
	Diodos emissores de luz	72
	Diodos rápidos	74
	Transistor bipolar	78
	Características e valores máximos de transistores bipolares	89
	Dispositivos de comutação	99
	Detectores de luz (fotodetectores)	111
	Fotodarlington	121
	Fototiristores	122
	Sistemas emissores e detectores de luz integrados (fotoacopladores)	123
CAPÍTULO 5	Amplificadores operacionais, microprocessadores e arquitetura de computadores em instrumentação	125
	Amplificador operacional ideal	125
	Aplicação dos amplificadores operacionais	127
	Amplificador operacional real (circuito equivalente)	133
	Resposta em frequência	143
	Função logaritmo	145
	Microprocessadores e arquitetura de computadores em instrumentação	148
CAPÍTULO 6	Instrumentos ópticos	153
	Microscópio	153
	Aumento	156
	Medida angular — o radiano	157
	Formação de imagens	159
	Diagrama para os raios principais	160

Aumento de uma lente de objetiva de um microscópio	162
Imagem virtual com uma lente	163
Microscópio composto	166
Microscópio estereoscópico ou estereomicroscópio	166

CAPÍTULO 7

Como realizar a manutenção em microscópios, balanças analógicas, estufas, B.O.D, pH-metros, colorímetros, balanças eletrônicas, fotômetros de chama e porômetros

Microscópios	171
Balanças analógicas	183
Estufas	200
B.O.D (Needing of oxigen in biochemistry)	206
Centrífugas	207
pH-metros	212
Colorímetro	221
Balanças eletrônicas	225
Fotômetros de chama	234
Porômetros de estado estacionário	246

CAPÍTULO 8

Termos técnicos em instrumentação

Referências bibliográficas	271
----------------------------	-----

CAPÍTULO 1

Elementos de circuitos passivos — dispositivos básicos

Os dispositivos normalmente utilizados em instrumentação que envolve a eletrônica podem ter dois ou mais terminais de acesso. Nestes dispositivos geralmente são aplicadas tensões e correntes elétricas, as quais são, ao longo dos circuitos, modificadas para a realização das mais variadas tarefas. A este processo de modificação de tensões e correntes elétricas no tempo chamamos de processamento de sinal. Dá-se o nome de bipolo ao dispositivo elétrico que tenha dois terminais, quadripolo ao que possui quatro terminais e de forma geral N pólo ao que possua N terminais de acesso. Para a caracterização dos diversos dispositivos que encontramos em instrumentação de laboratório utilizados na pesquisa agropecuária, assim como em instrumentação eletrônica em geral, precisamos estabelecer as relações matemáticas existentes entre as tensões e as correntes, procurando estudar os fenômenos físicos que regem os dispositivos ou circuitos. Uma vez entendido os diversos dispositivos, os quais podem ainda ser passivos ou ativos e mesmo com comportamento híbrido, pode-se passar ao entendimento do processamento dos sinais para a realização das mais variadas tarefas da agropecuária, tanto no que tange ao projeto de novos instrumentos quanto na importante questão relacionada à manutenção preventiva, corretiva e mesmo substitutiva, onde muitas vezes se faz necessário reprojeter partes de um instrumento para que o mesmo volte a funcionar adequadamente. Neste capítulo, serão abordados os principais dispositivos passivos, que são encontrados em instrumentos laboratoriais utilizados na pesquisa agropecuária.

Resistor — características e associação

Os resistores são dispositivos elétricos, vistos como bipolos, que oferecem uma resistência à passagem da corrente elétrica. A Fig. 1 ilustra os resistores e seus símbolos. Os resistores podem ser feitos de carbono, filme metálico ou de fio de níquel-cromo. As principais especificações em um resistor são:

- a) resistência

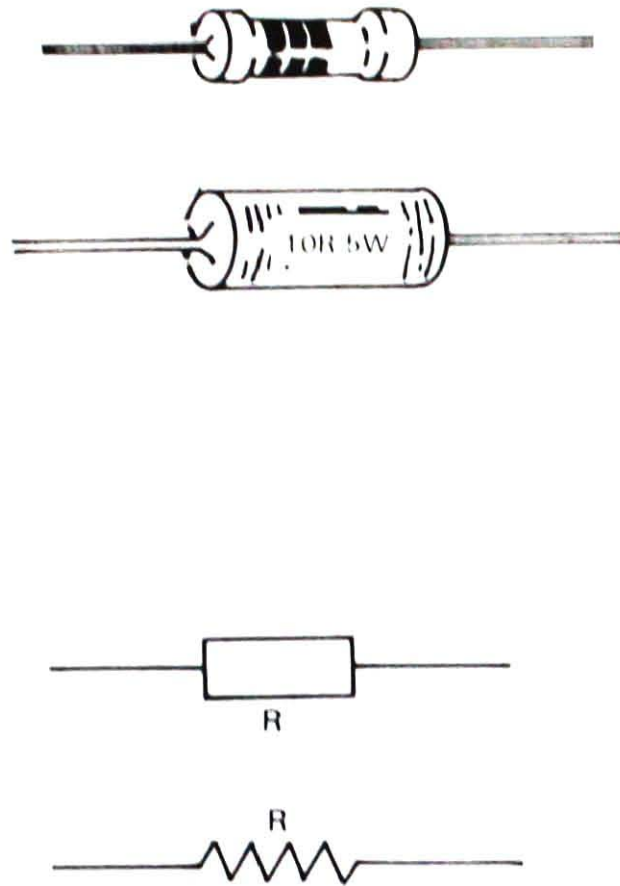


Fig. 1 Resistores e símbolos

- b) potência
- c) tolerância
- d) construção

A resistência é dada em ohms (Ω) e define o quanto de oposição ele oferece à passagem da corrente. A potência indica o quanto de corrente ele pode suportar sob determinada tensão. Os resistores aquecem quando são percorridos por uma corrente, o que quer dizer que se o calor gerado não for transferido ao meio ambiente, sua temperatura poderá destruí-lo (efeito Joule).

A potência de um resistor está diretamente associada ao tamanho, uma vez que a quantidade de calor que pode ser transferida ao meio ambiente depende de sua superfície de contato com ele. A Fig. 2 ilustra resistores para várias dissipações (em watts, W). Os resistores possuem em seu invólucro três, quatro ou cinco anéis, que são utilizados para indicar o seu valor de resistência em Ω e a tolerância. Convencionalmente, os três primeiros anéis indicam o valor



Fig. 2 Resistores e potência

da resistência propriamente dita, enquanto o quarto e o quinto anel, quando presentes, indicam a tolerância.

O código de cores para a leitura dos resistores é dado na Tabela 1.

Tabela 1. Código de cores para a leitura dos resistores.

Cores	1 ^o anel	2 ^o anel	3 ^o anel	4 ^o anel	5 ^o anel
Preto	0	0	x 1	-	1%
Marrom	1	1	x 10	-	-
Vermelho	2	2	x 100	-	-
Laranja	3	3	x 1000	-	-
Amarelo	4	4	x 10000	-	-
Verde	5	5	x 100000	-	-
Azul	6	6	x 1000000	-	-
Violeta	7	7	-	-	-
Cinza	8	8	-	-	-
Branco	9	9	-	-	-
Prateado	-	-	-	10%	-
Dourado	-	-	-	5%	-
--	-	-	-	20%	-

Associação de resistores

Os resistores podem ser associados de três formas a saber:

- série
- paralelo
- mista

Na associação série, o resistor equivalente pode ser dado por:

$$R_{eq} = R_1 + R_2 + \dots + R_n$$

A Fig. 3 ilustra a associação série de resistores.

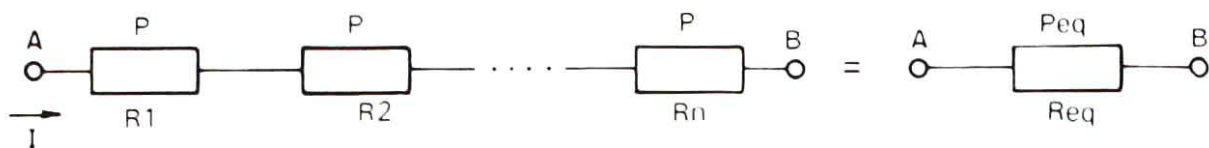


Fig. 3. Associação série de resistores

Deve-se observar que a potência do resistor equivalente, poderá ser \geq (maior ou igual) a dos resistores associados, uma vez que a corrente é a mesma nos resistores.

Na associação paralela, o resistor equivalente pode ser dado por:

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}$$

A Fig. 4 ilustra a associação paralela de resistores.

Deve-se observar que a potência do resistor equivalente deverá ser $n \times P$, uma vez que a corrente $I_t = I_1 + I_2 + \dots + I_n$.

A associação mista é composta por associação série conjuntamente com a associação paralela.

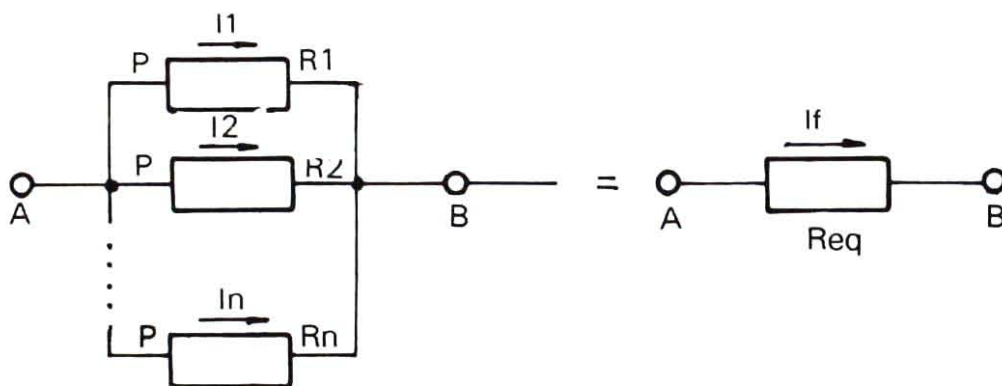


Fig. 4. Associação paralela de resistores

Potenciômetros

Basicamente a estrutura de um potenciômetro consiste de um elemento puramente resistivo (pista) e de um cursor, que apoiado sobre um eixo, movimenta-se ao longo do mesmo.

De modo geral, os potenciômetros variam muito em forma, tamanho, tipos de pista e eixo, mesmo em denominação e notação em esquemas.

Quando se deseja especificar um potenciômetro, é fundamental consultar manuais para que se possa adotar a melhor opção para cada caso.

Como o material que compõe a pista deve ter características puramente resistivas para baixa potência (por volta de 1/2 watt) é usado carbono com composição com prata. Já para potências maiores (acima de 1 watt) é utilizado fio de constantan ou maganina ou ainda níquel-cromo.

Com relação à forma encontramos potenciômetros simples, duplo, tandem, tandem-estéreo, micro, trimmer, micro-trimmer, retilíneo-deslizante, como podemos observar respectivamente nas Figs. 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11 e 12.

Os potenciômetros duplos possuem duas seções, que podem ser de valores e curvas iguais ou diferentes, sendo acionadas por eixos concêntricos completamente independentes. São normalmente encontrados em comandos de dupla função em osciloscópios ou equipamentos de bancada. Já nos potenciômetros tandem-estéreo, as seções, normalmente duas, são compostas por pistas de valor e curvas iguais para que se possa respeitar ao máximo o casamento entre as seções. É encontrado em aparelhos de áudio como controles de agudos, graves e volume.

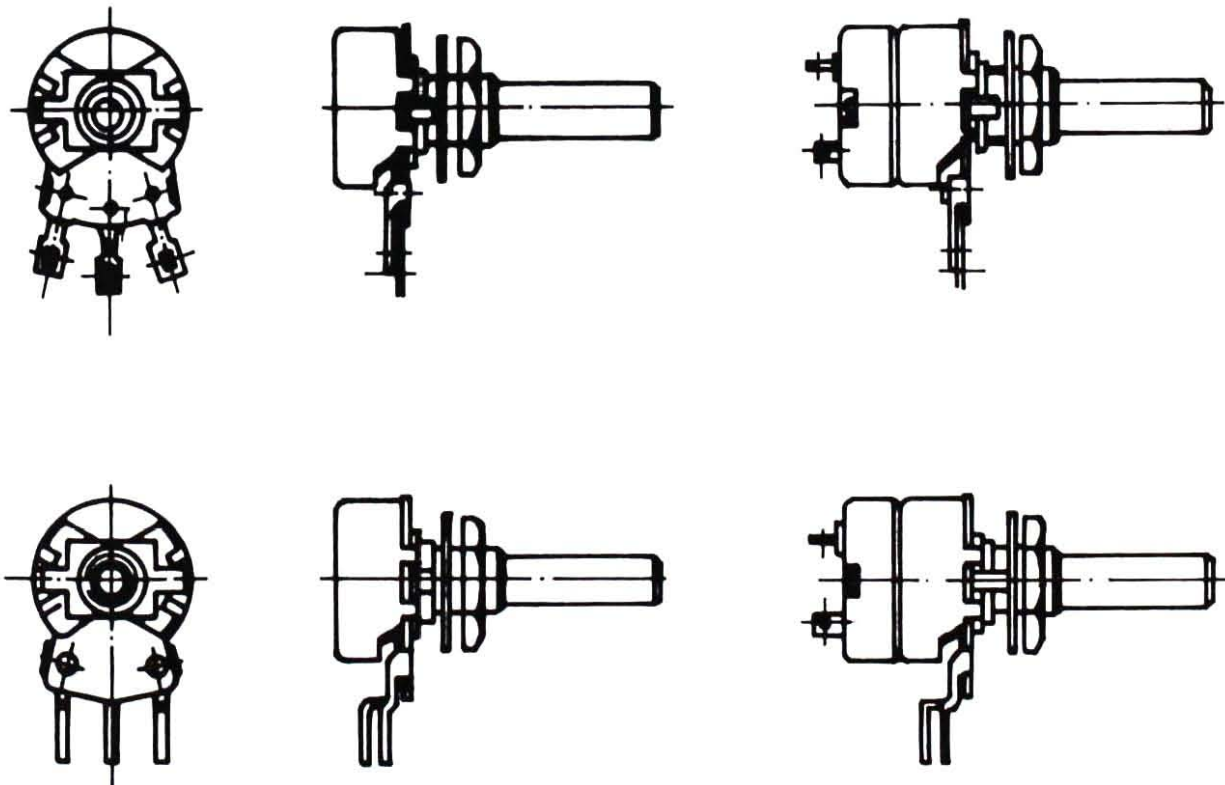


Fig. 5. Potenciômetros simples

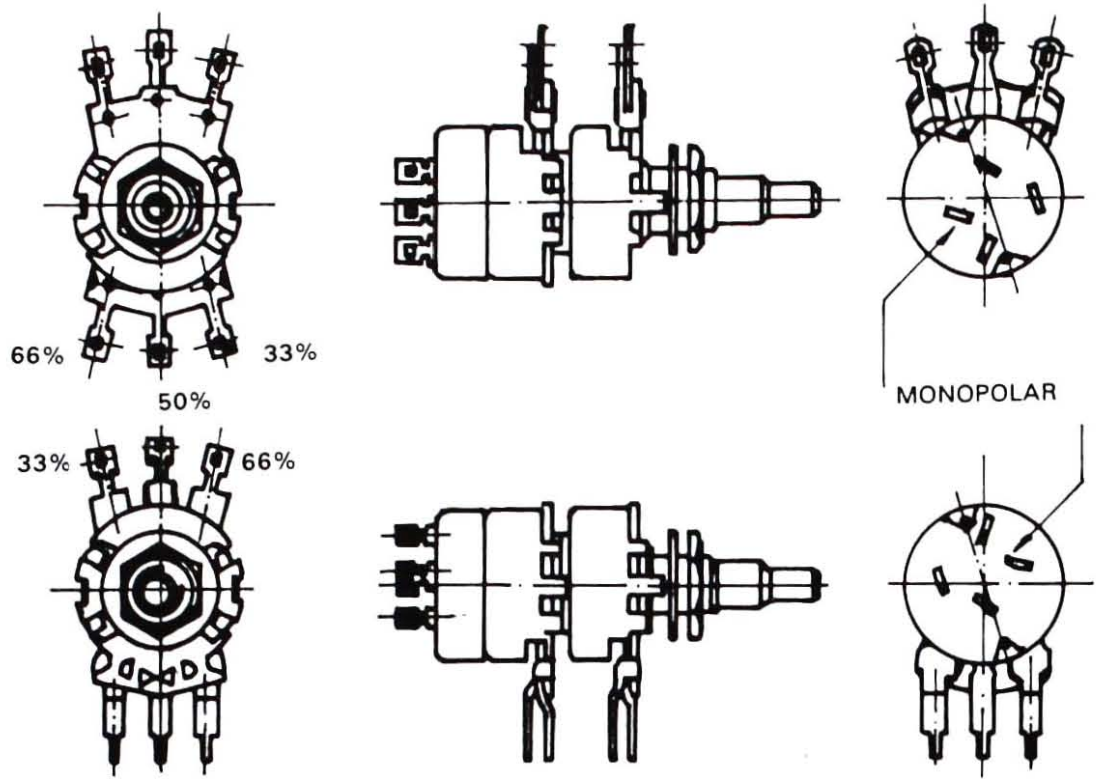


Fig. 6. Potenciômetros duplos

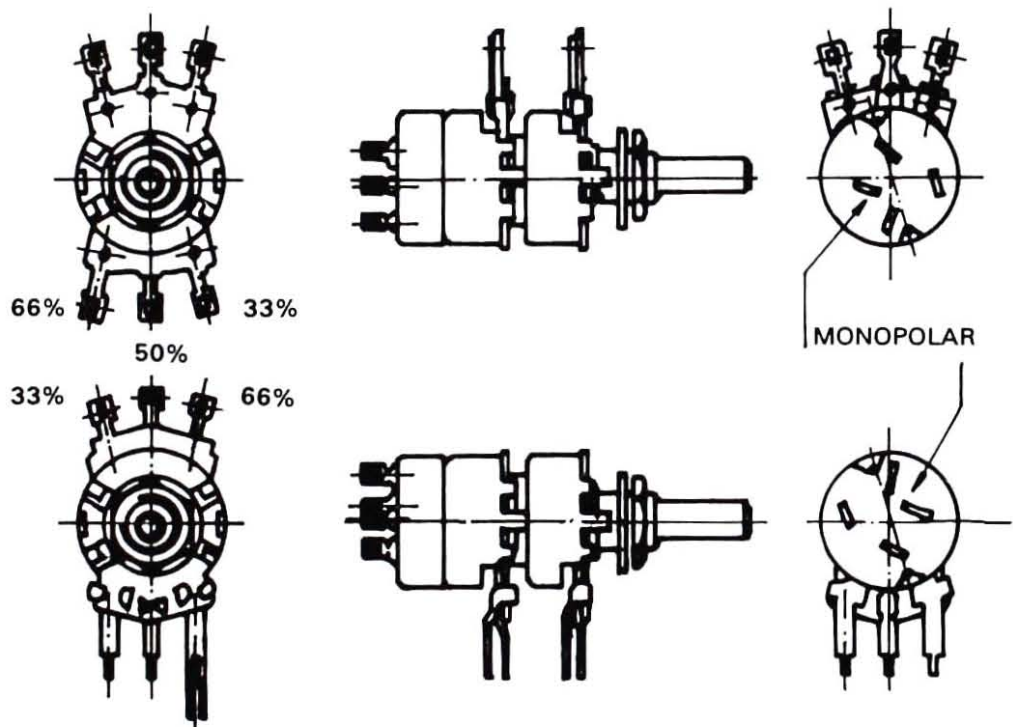


Fig. 7. Potenciômetros tandem e tandem-estéreo

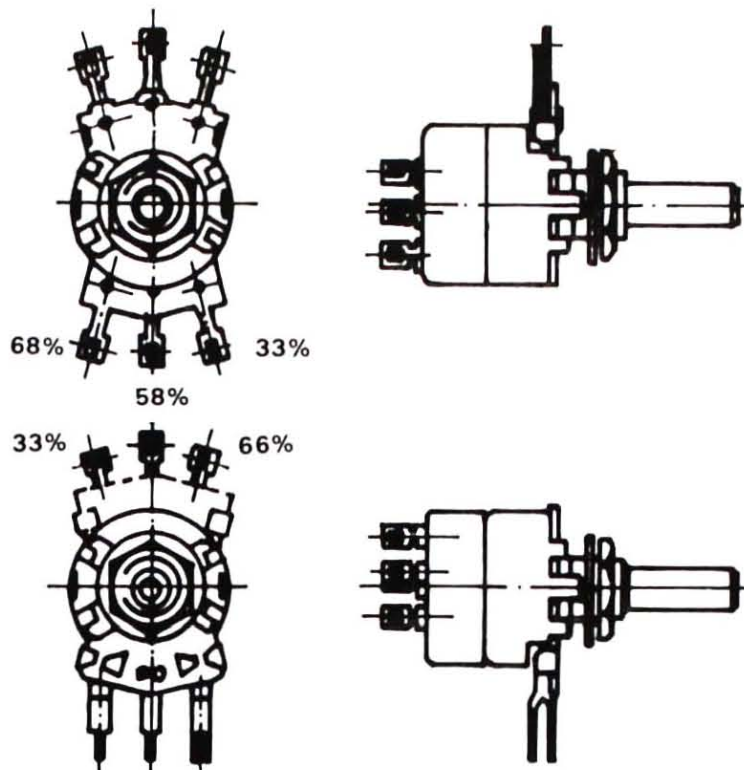


Fig. 8. Potenciômetros micro

No potenciômetro *helipot* a pista é disposta de forma helicoidal dentro da embalagem, de modo que o operador possa dar mais de uma volta completa. Este componente é muito usado onde se deseja uma faixa de ajuste muito ampla e precisa, aliada a alta estabilidade oferecida pelo material que compõe a mesma.

Com relação ao eixo do potenciômetro, atualmente utiliza-se mais o plástico, embora exista a opção metálica, nos mais variados tamanhos, com chanfro ou fenda, liso ou estriado.

Não existe nenhuma justificativa elétrica na escolha do tipo do material do eixo, a não ser que o metálico seja mais robusto que o plástico. A Fig. 13 ilustra as dimensões convencionais. Os diagramas esquematizados dos potenciômetros encontrados normalmente em esquemas elétricos são os apresentados na Fig. 14, onde podem ser observadas a norma Americana e a norma DIN - ABNT. Uma confusão muito freqüente é registrada entre potenciômetros e reostatos. Reostato é um potenciômetro normalmente retilíneo-deslizante, confeccionado com fio, para trabalhar em altas potências. São elementos feitos exclusivamente por encomenda e apresentam, às vezes, mais de um elemento resistivo.

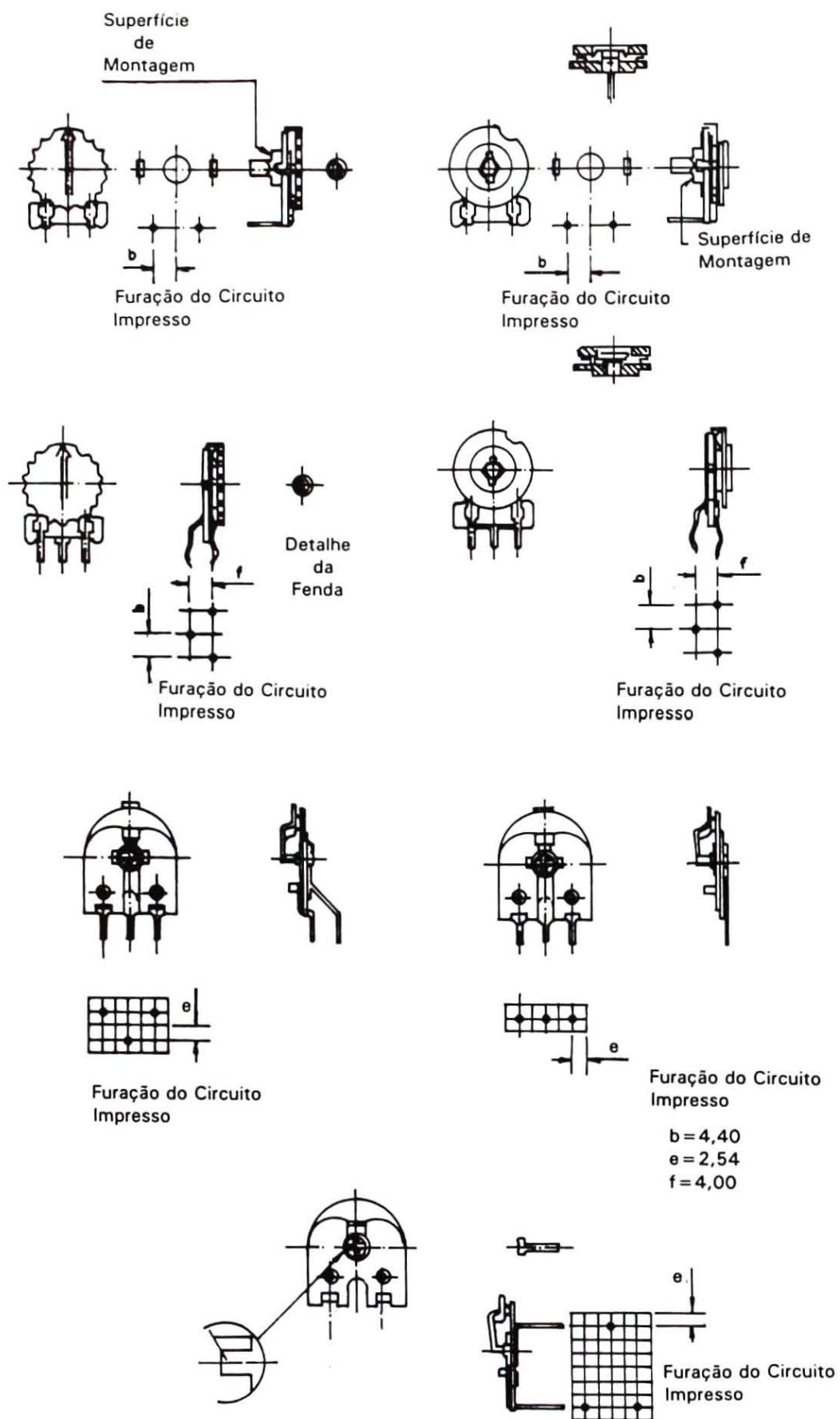


Fig. 9. Potenciômetro trimmer

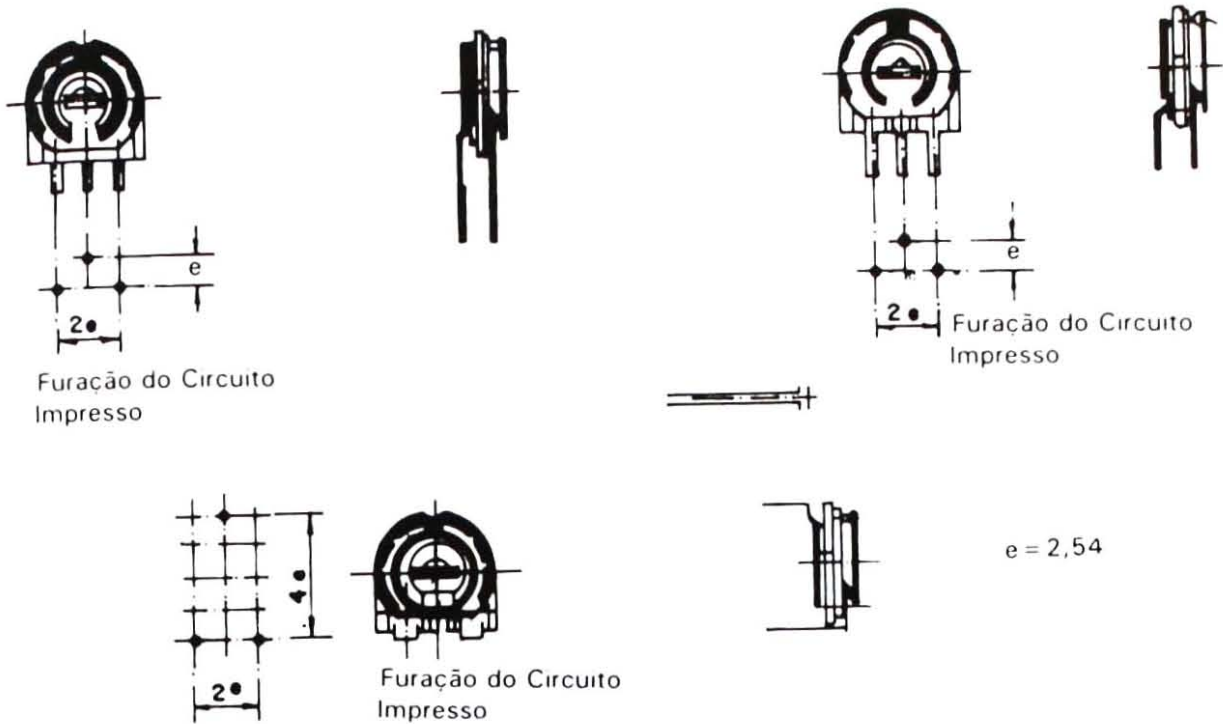


Fig. 10. Potenciômetro micro-trimmer

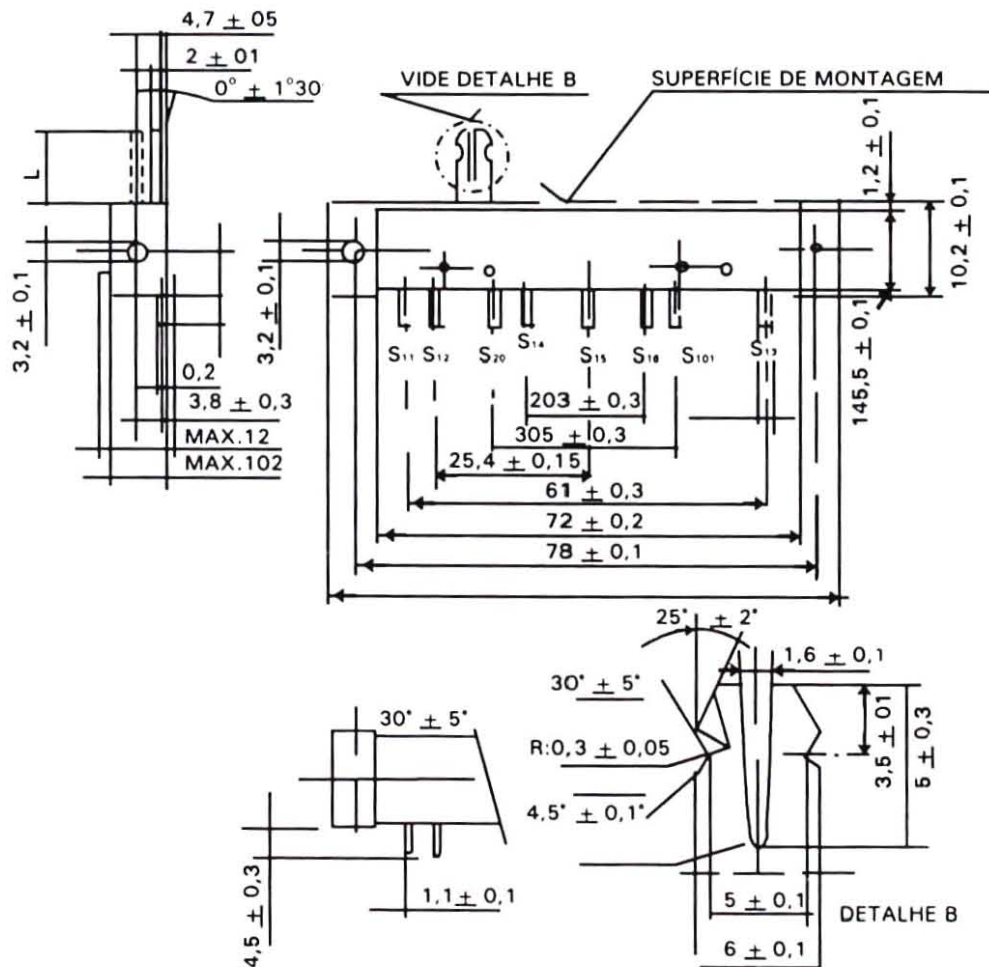


Fig. 11. Potenciômetro retilíneo-deslizante

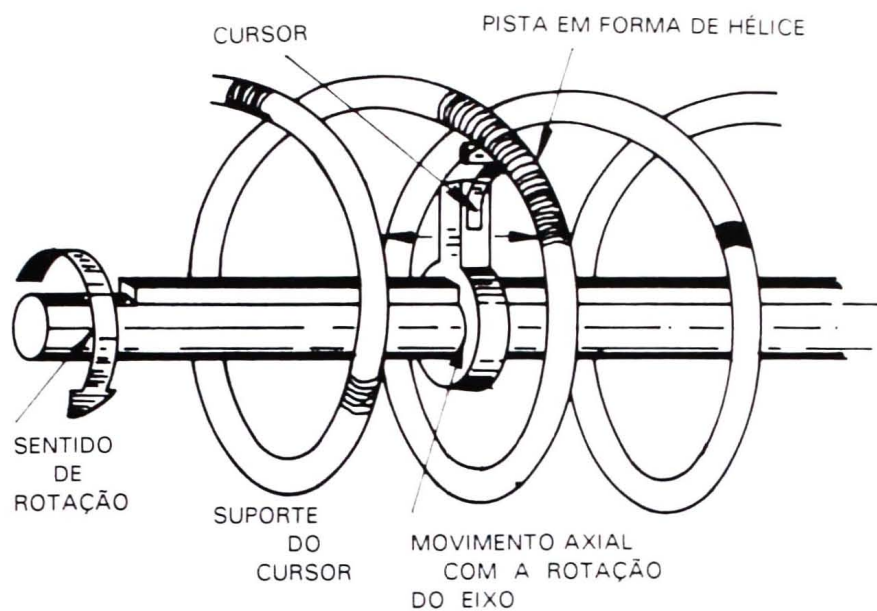


Fig. 12. Potenciômetro Helipot e multi-voltas

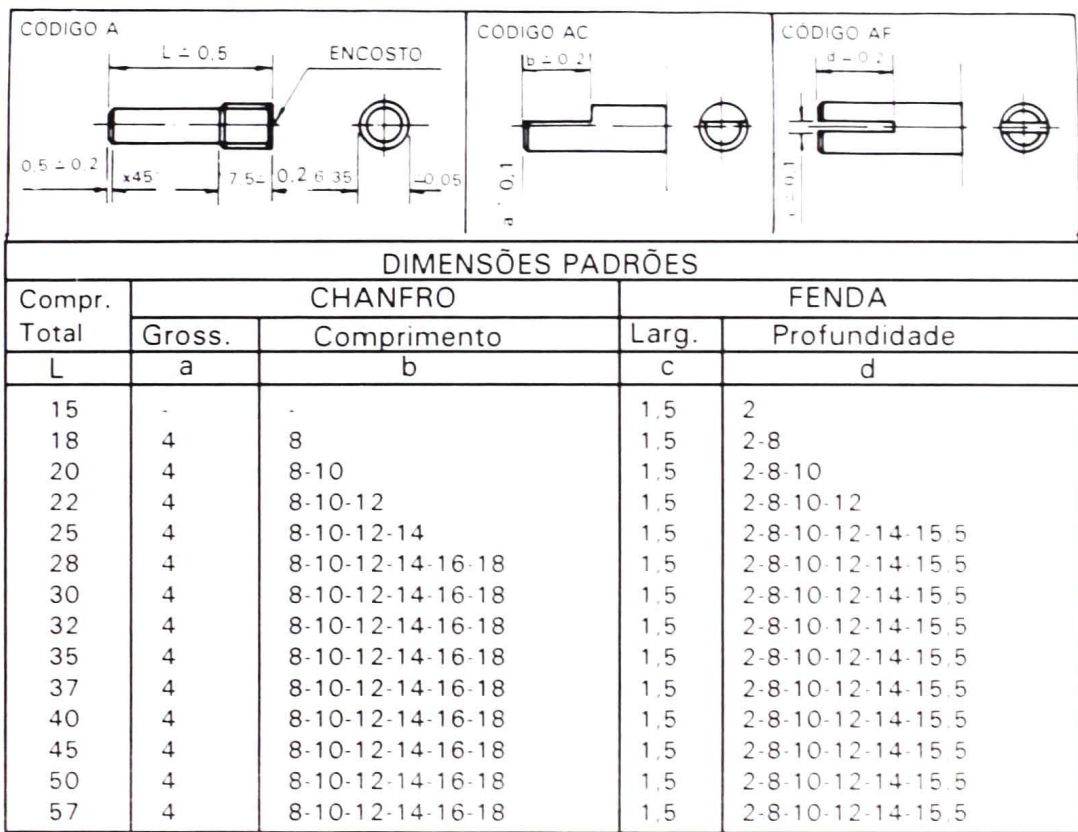
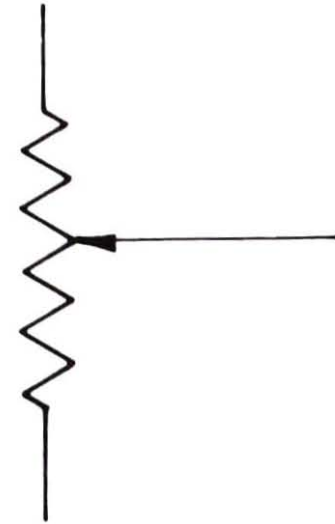


Fig. 13. Dimensões com encostos

- NORMA AMERICANA



- NORMA ABNT - DIN

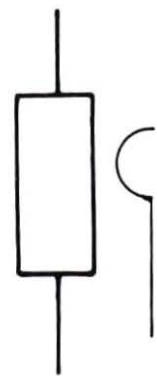
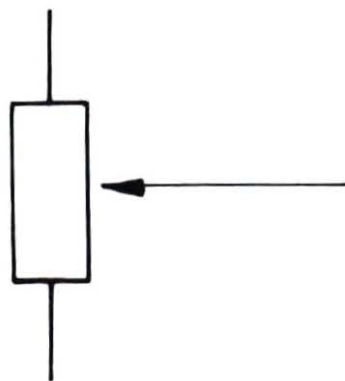
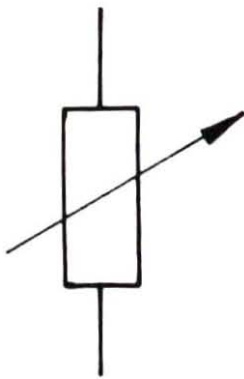


Fig. 14. Diagramas esquematizados

Características elétricas

A Fig. 15 ilustra um potenciômetro visto do lado do eixo. As principais características dos potenciômetros são:

1) Processo de fabricação da pista do potenciômetro de carvão. Inicialmente as bases onde serão confeccionadas as pistas são estampadas em fenolite. O tamanho e a forma das mesmas dependem do tipo de potenciômetro que se vai montar conforme ilustra a Fig. 16-A. A seguir são prateadas as extremidades das bases, onde futuramente serão aplicados os terminais de início, fim e derivação, se houver, conforme ilustra a Fig. 16-B, aplicando-se, simultaneamente, gotas de uma mistura composta por carbono e prata, que depois de seca comporá a pista de carvão, conforme ilustra a Fig. 16-C.

É importante perceber que se a mistura desejada tiver a mesma composição em todos os pontos, teremos então, uma pista com curva linear. Por conseqüência, as pistas LOG e LOG INV são de composições diferentes. As pistas depois de secas são levadas à linha de produção, onde são aplicados os terminais e montado o componente.

2) As curvas produzidas pelos fabricantes podem ser vistas na Fig. 17.

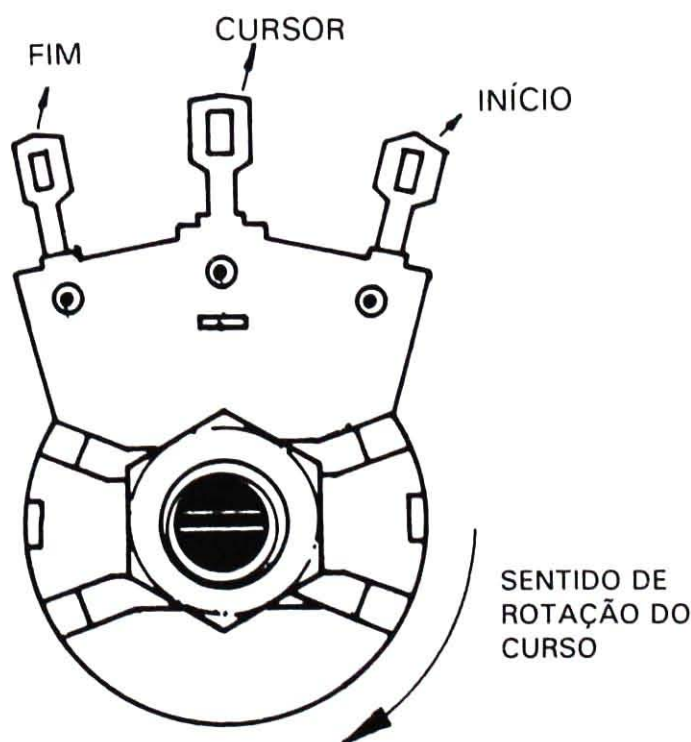


Fig. 15. Identificação dos terminais

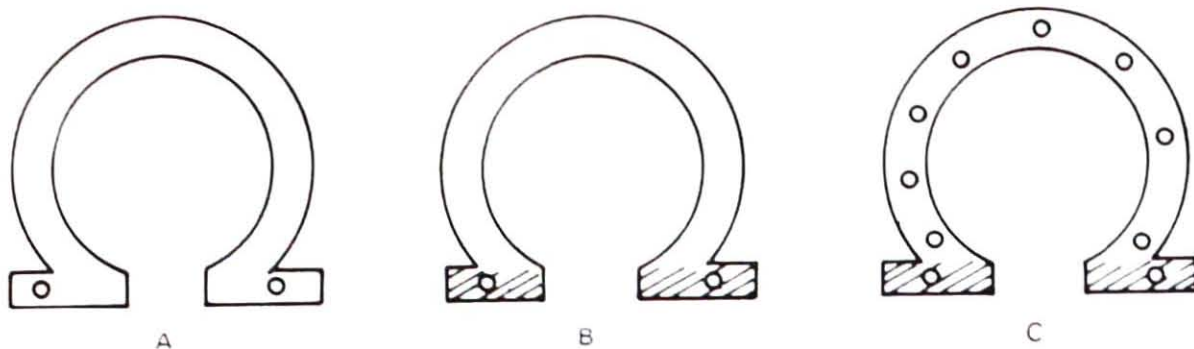


Fig. 16. Pista do potenciômetro

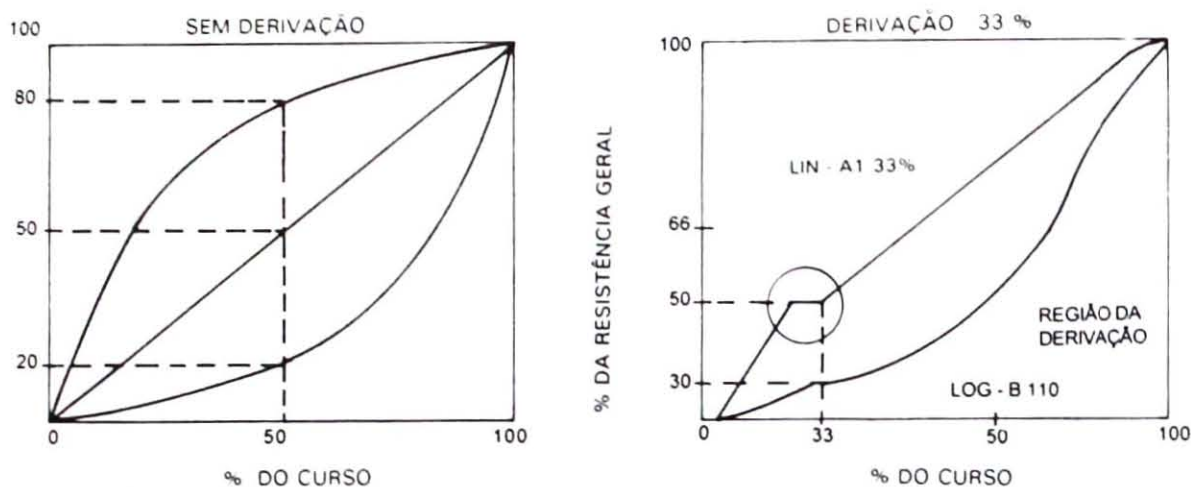


Fig. 17. Curvas de potenciômetros

3) Potência máxima de dissipação (P_d) é a dissipação em regime contínuo, que pode ser aplicada entre os terminais início-fim, sem que o potenciômetro tenha suas características elétricas modificadas. P_d sofre influências da temperatura do ambiente no qual o potenciômetro está operando.

4) Resistência geral (R_g) é a resistência medida entre os terminais início-fim com o cursor na posição início.

5) Resistência residual inicial (R_i) é a resistência medida entre os terminais início-cursor com o cursor fazendo batente no início.

6) Resistência residual final (R_f) é a resistência média entre os terminais fim-cursor com o cursor fazendo batente no fim.

7) Resistência de contato (R_c) é a resistência que se verifica entre o ponto de contato do cursor e a pista, quando se traciona o eixo. O valor de R_c varia conforme o posicionamento do eixo.

A Fig. 18 ilustra os valores normalizados e as principais características de potenciômetros.

VALORES NORMALIZADOS					
RESISTÊNCIA NOMINAL	Curvas Lineares	Curvas Logarítmicas		Curvas Logarítmicas Inversas	
	Resistência Residual Inicial/Final (Ω)	Resistência Residual Inicial (Ω)	Resistência Residual Final (Ω)	Resistência Residual Inicial (Ω)	Resistência Residual Final (Ω)
100	≤ 10	-	-	-	-
220	≤ 10	-	-	-	-
470	≤ 10	≤ 5	≤ 15	-	-
1k0	≤ 25	≤ 5	≤ 50	≤ 50	≤ 5
2k2	≤ 25	≤ 5	≤ 50	≤ 50	≤ 5
4k7	≤ 25	≤ 5	≤ 100	≤ 100	≤ 5
10k	≤ 35	≤ 10	≤ 200	≤ 200	≤ 10
22k	≤ 35	≤ 22	≤ 250	≤ 250	≤ 22
47k	≤ 35	≤ 35	≤ 500	≤ 500	≤ 35
100k	≤ 100	≤ 50	≤ 2000	≤ 2000	≤ 50
220k	≤ 125	≤ 50	≤ 2500	≤ 2500	≤ 50
470k	≤ 250	≤ 100	≤ 5000	≤ 5000	≤ 100
1M0	≤ 1000	≤ 500	≤ 20000	≤ 20000	≤ 500
2M2	≤ 2200	≤ 2200	≤ 44000	≤ 44000	≤ 2200
4M7	≤ 4700	≤ 4700	≤ 94000	≤ 94000	≤ 4700

Fig. 18. Valores normalizados

Capacitor — características e associação

Os capacitores são dispositivos eletrônicos, bipolos, cuja finalidade básica é a de armazenar cargas elétricas. Quando associado a outros componentes como resistores e indutores, podem compor filtros eliminadores de ruídos, circuitos chaveadores, circuitos de desacoplamento, entre outros. A Fig. 19 ilustra os símbolos básicos de um capacitor fixo.

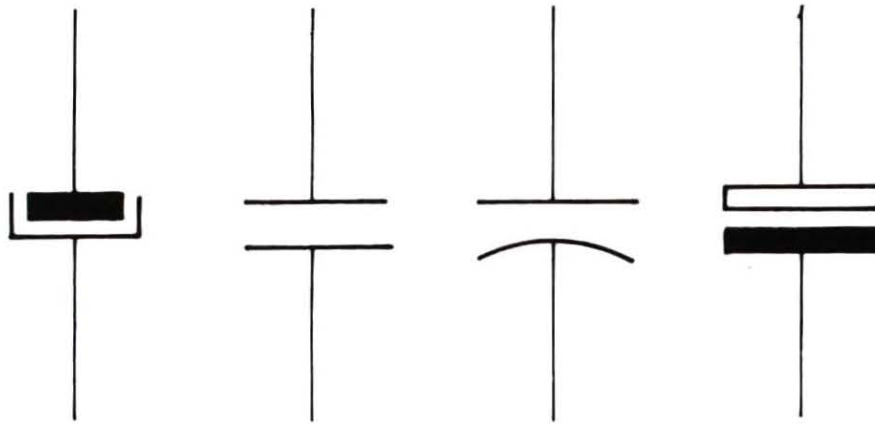


Fig. 19. Símbolos de capacitores fixos

Um capacitor pode ser descrito em sua estrutura básica como dois condutores metálicos entre os quais existe um material isolante. O capacitor geralmente recebe um nome específico que o classifica, segundo o isolante ou dielétrico que possui.

Desta forma entre os diversos tipos disponíveis, podemos citar:

- a) capacitores eletrolíticos de alumínio
- b) capacitores de filme plástico metalizado
- c) capacitores de poliéster metalizado
- d) capacitores de poliéster não-metalizado
- e) capacitores de polipropileno
- f) capacitores de poliprolileno metalizado
- g) capacitores para proteção de diodos e tiristores
- h) capacitores cerâmicos multicamadas
- i) capacitores eletrolítico de tântalo
- j) capacitores cerâmicos *plate*
- l) capacitores de disco

- m) capacitores a óleo
- n) capacitores de papel
- o) capacitores de poliéster e policarbonato.

O bom estado de um capacitor pode ser observado em função do isolamento entre as armaduras. Se o isolamento é perdido, o capacitor estará em curto-circuito.

A capacidade de um capacitor ou condensador é dada por sua capacitância, a qual é geralmente medida em submúltiplos do Farad (F). Os submúltiplos mais usados são:

$$\mu\text{F} = 10^{-6} \text{ F}$$

$$\text{nF} = 10^{-9} \text{ F}$$

$$\text{pF} = 10^{-12} \text{ F}$$

Para a completa caracterização de um capacitor, é necessário especificar os seguintes parâmetros:

- a) capacitância
- b) tensão de trabalho
- c) propósito a que se destina.

Como exemplo, para capacitores de poliéster metalizado, tem-se:

- a) Capacitância e tensão de trabalho.

Utiliza-se o mesmo código de cores dos resistores fixos com a seguinte consideração para a tensão de trabalho, conforme ilustra a Tabela 2.

Tabela 2. Código de Cores de resistores fixos.

Cores	1º anel	2º anel	3º anel	tolerância 4º anel	tensão 5º anel
Preto	0	0	x 1	20%	-
Marrom	1	1	x 10	-	-
Vermelho	2	2	x 100	-	250 V
Laranja	3	3	x 1000	-	-
Amarelo	4	4	x 10000	-	400 V
Verde	5	5	x 100000	-	-
Azul	6	6	-	-	630 V
Violeta	7	7	-	-	-
Cinza	8	8	-	-	-
Branco	9	9	-	10%	-

Quanto ao propósito, podem ser utilizados em circuitos de baixa e média frequência.

b) Capacitores variáveis e ajustáveis.

Da mesma forma que os resistores, tem-se capacitores cujos valores de capacitância podem ser modificados por uma ação externa.

A Fig. 20 ilustra os símbolos para capacitores variáveis. Os capacitores variáveis encontram aplicação em circuitos sintonizáveis.

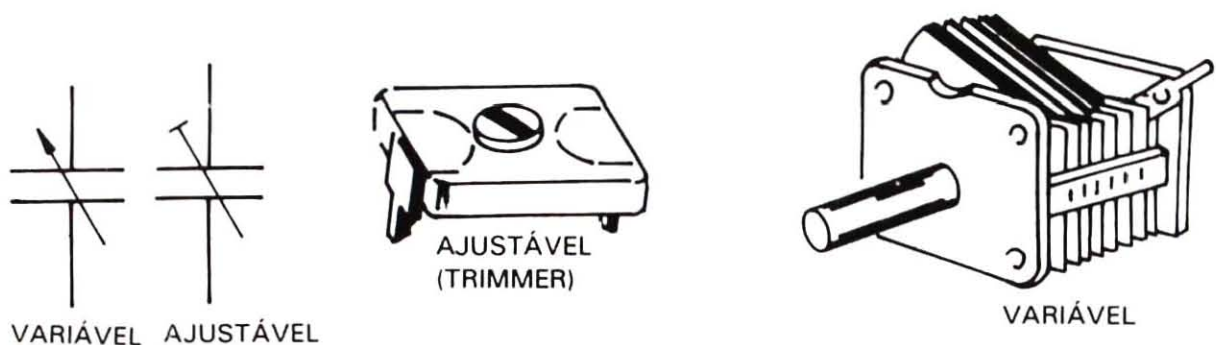


Fig. 20. Símbolos para capacitores variáveis

Associação de capacitores

Os capacitores podem ser associados de três formas a saber:

- série
- paralelo
- mista

Na associação série, o capacitor equivalente pode ser dado por:

$$\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_1} = \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_n}$$

A Fig. 21 ilustra a associação série de capacitores.

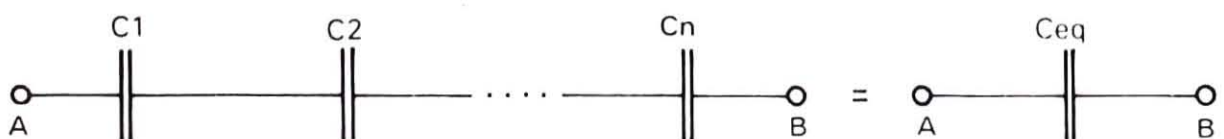


Fig. 21. Associação série de capacitores

Na associação paralela o capacitor equivalente pode ser dado por:

$$C_{eq} = C_1 + C_2 + \dots + C_n$$

A Fig. 22 ilustra a associação paralela de capacitores.

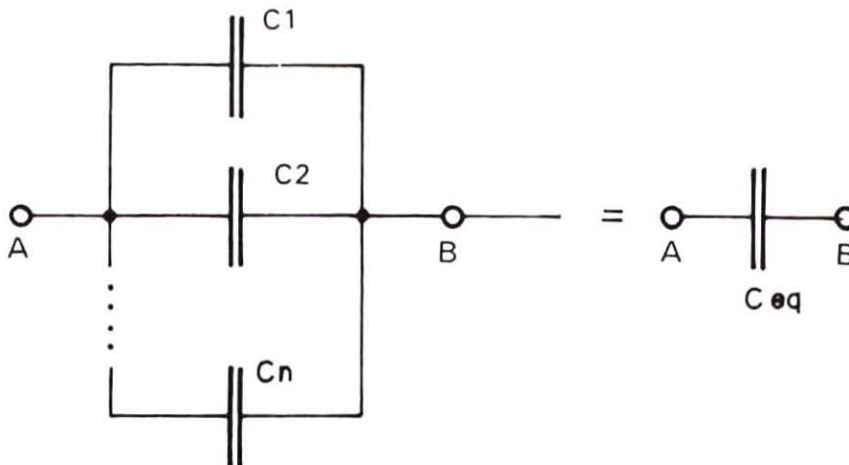


Fig. 22. Associação paralela de capacitores

Indutor — características e associação

Os indutores são dispositivos eletrônicos bipolares especialmente construídos para armazenagem, quando ligados a um circuito, energia magnética. As bobinas quando localizadas num circuito são denominadas indutores.

Esquemáticamente os indutores são representados como ilustra a Fig. 23.

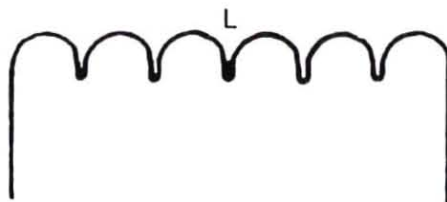


Fig. 23. Representação de indutores

A unidade utilizada para o indutor é o Henry (H). Em equipamentos eletrônicos é comum o uso de indutores principalmente em circuitos de fonte e filtros. Os submúltiplos mais usados são:

a) mH = 10^{-3} H

b) pH = 10^{-6} H

Associação de indutores

Os indutores podem ser associados de três formas a saber:

- série
- paralelo
- mista

Na associação série o indutor equivalente pode ser dado por:

$$L_{eq} = L_1 + L_2 + \dots + L_n$$

A Fig. 24 ilustra a associação série de indutores.



Fig. 24. Associação série de indutores

Na associação paralela, o indutor equivalente pode ser dado por:

$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \dots + \frac{1}{L_n}$$

A Fig. 25 ilustra a associação paralela de indutores.

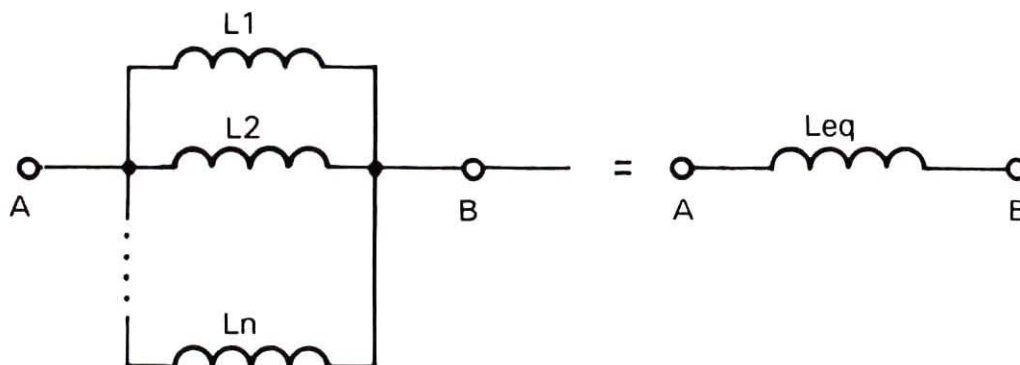


Fig. 25. Associação paralela de indutores

A associação mista é composta por associação série conjuntamente com a associação paralela.

CAPÍTULO 2

Fontes de alimentação

Em instrumentos laboratoriais utilizados na pesquisa agropecuária é muito comum diagnosticar-se problemas, devido à fonte de alimentação, a qual tem a finalidade de transformar a energia em forma de tensão alternada (AC), fornecida pelas concessionárias de energia elétrica, cujo campo elétrico varia alternadamente no tempo, em energia de alimentação contínua (DC), cujo campo elétrico não varia alternadamente no tempo, para suprir os instrumentos. Estas fontes de alimentação são em geral constituídas por três partes básicas a saber, ou seja: transformadores, sistemas de retificação e filtragem e sistema de regulação e estabilização das tensões a serem utilizadas nos circuitos dos instrumentos.

Transformadores

Transformadores são máquinas elétricas que podem ser usadas para transformar valores de tensão ou correntes variáveis, para causar impedâncias e para isolar partes de um circuito elétrico. Em eletrotécnica, os transformadores são projetados para operar com tensões e correntes senoidais relativamente grandes e, em eletrônica, os transformadores lidam com formas de ondas complexas de frequências diversas e geralmente em baixas potências. Os transformadores são máquinas de grande eficiência, e os de grandes potências apresentam comumente 99% de rendimento. Seu funcionamento é baseado no fenômeno da indução eletromagnética.

Um transformador é constituído no mínimo por duas bobinas, dispostas de tal modo que uma delas fica submetida a qualquer campo magnético produzido na outra. Estas bobinas geralmente são enroladas em um mesmo núcleo de ferro, que é o núcleo do transformador. As duas bobinas constituem os enrolamentos primário e secundário do transformador. O enrolamento primário é aquele no qual é produzido um campo magnético variável, para que apareça uma força eletromotriz induzida na outra bobina ou enrolamento secundário.

A Fig. 26 mostra o esquema eletromecânico básico de um transformador.

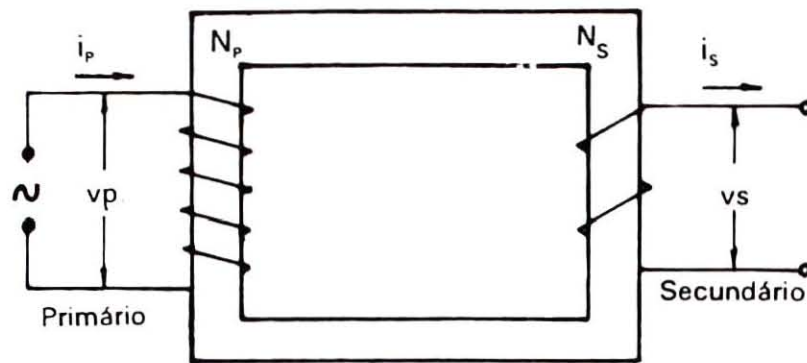


Fig. 26. Transformador básico

Um transformador ideal, isto é, um transformador sem perdas e com 100% de acoplamento, possui as seguintes relações de transformação (a):

$$\frac{v_p}{v_s} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{i_s}{i_p} = a$$

Retificação e filtragem

A Fig. 27 ilustra o secundário do transformador que aplica uma onda senoidal em uma ponte retificadora de onda completa, que por sua vez devolve uma onda retificada.

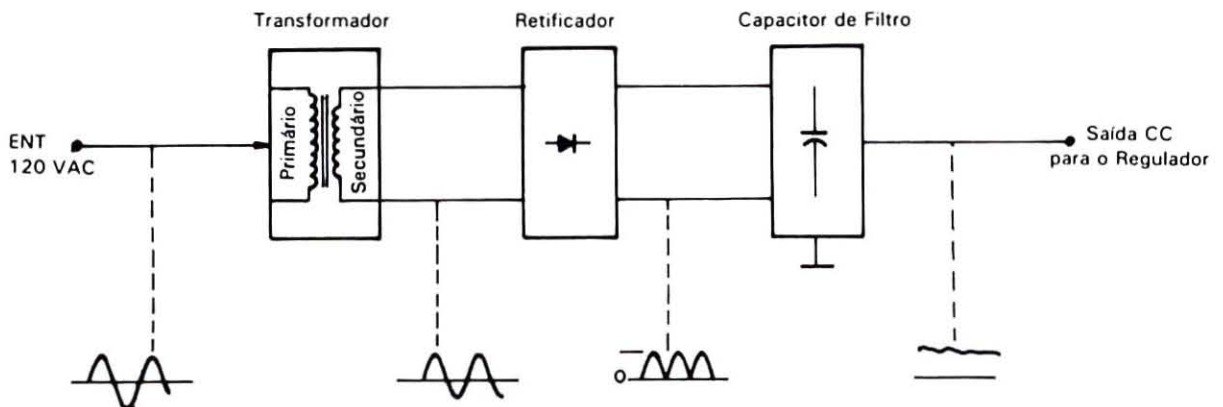


Fig. 27. Retificação e filtragem

Uma vez que o comportamento de componentes eletrônicos reais difere de seus modelos matemáticos, nota-se um achatamento entre os picos, conforme ilustra a Fig. 28.

Diodos de silício possuem *threshold* (limiar de condução) característico e, de fato, possuem uma queda de tensão de aproxima-

damente 0,7V em cada diodo. Esta queda de tensão torna-se significativa em pontes de onda completa, como ilustrado nas Figs 29A e 29B. Esta queda de tensão pode ser acumulada com a colocação de diodos em série. Os 2 Volts perdidos na ponte retificadora de onda completa é uma consideração importante e merece reflexão nos cálculos.

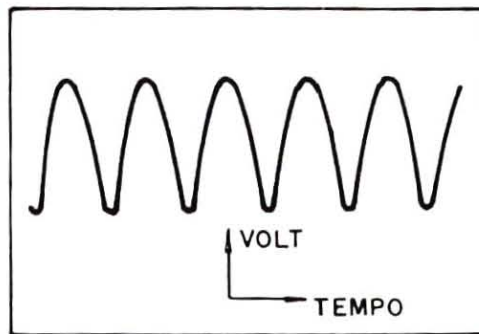


Fig. 28. Achatamento entre os picos

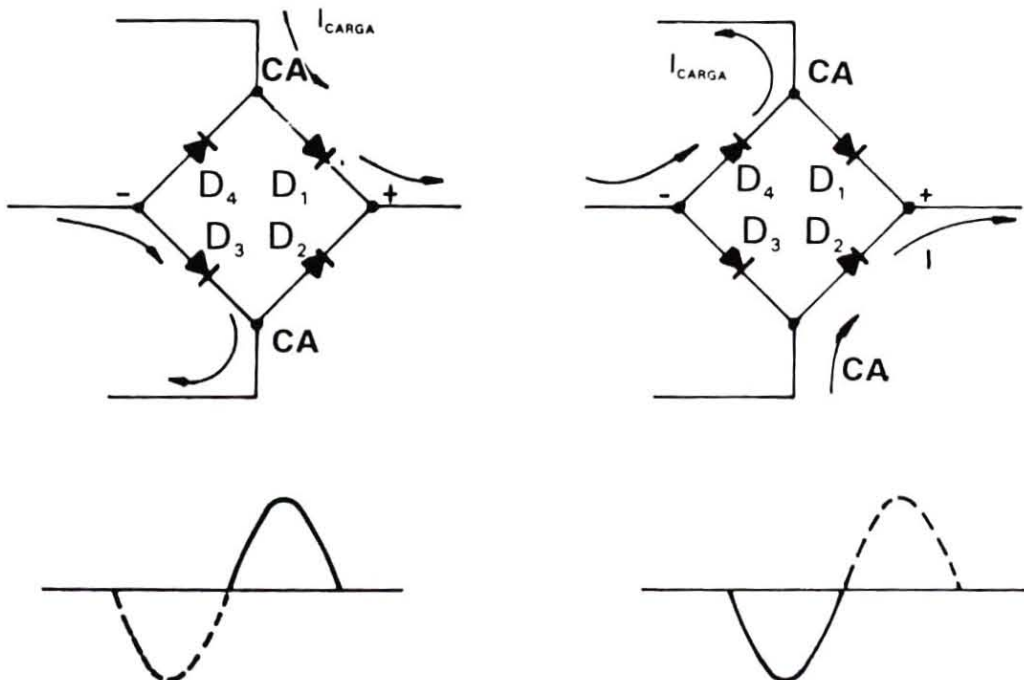


Fig. 29. Queda de tensão devido aos diodos

O regulador de tensão, ilustrado na Fig. 30, requer um nível DC mínimo para manter constante a tensão de saída. Caso a tensão aplicada seja muito abaixo deste ponto, a estabilidade da saída estará comprometida. Assim, um capacitor de filtro é usado para suavizar as ondulações da onda senoidal retificada.



Fig. 30. Regulador de tensão

Quando os diodos estão conduzindo corrente elétrica, o capacitor armazena energia suficiente para manter a tensão mínima necessária até o próximo ciclo de carga. A entrada do transformador está em 60 Hz, mas devido às características de retificação em onda completa, os ciclos de carga ocorrem em 120 Hz. A carga no capacitor leva um ciclo de 8,3ms e, como o regulador puxa potência deste, para satisfazer a carga demandada este deve continuar fornecendo pelo menos a tensão de entrada mínima requerida pelo regulador, até o próximo ciclo de carga, 8,3ms mais tarde. O tamanho da flutuação de tensão entre dois picos do ciclo é chamado de *ripple* (ondulação). A maior extensão da forma de onda incluindo o *ripple* é chamada de tensão de pico. Ambas estão ilustradas na Fig. 31.

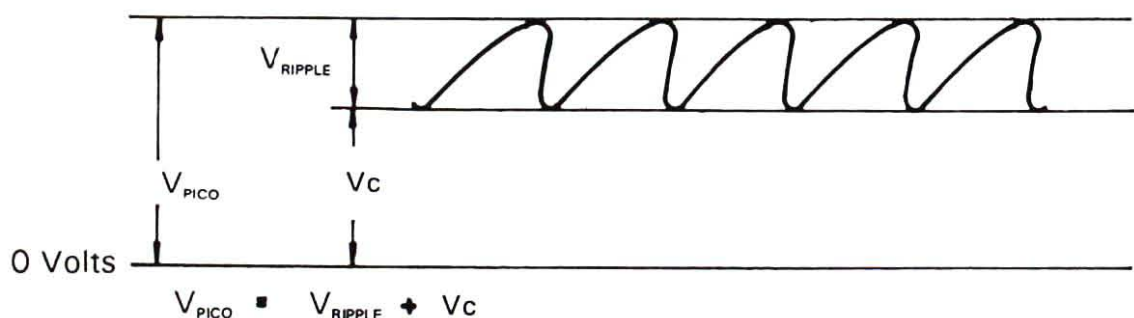


Fig. 31. Ripple e tensão de pico

A partir do conhecimento básico dos componentes, pode-se projetar uma fonte de alimentação, como por exemplo, de 5V e 5A. Por razões que serão abordadas mais tarde, o regulador de 5V, desta

fonte, necessita no mínimo de 8,5V para sua operação adequada. Isso significa que qualquer que seja a grandeza de V_{pico} e V_{ripple} , o nível final V_c não deve estar abaixo de 8,5 V ou o regulador não funcionará. Uma boa margem de segurança será obtida se $V_c = 10V$. Indo muito acima de 10V, ainda que se satisfaça o critério de entrada, poderá aumentar a dissipação de potência e provavelmente danificar o regulador. A Fig. 32 é um exemplo de circuito de filtro para uma fonte de 5V. R_s é a resistência do enrolamento do secundário de um transformador de 5VAc e 8A. Esta resistência será em média cerca de 0,1 ohm.

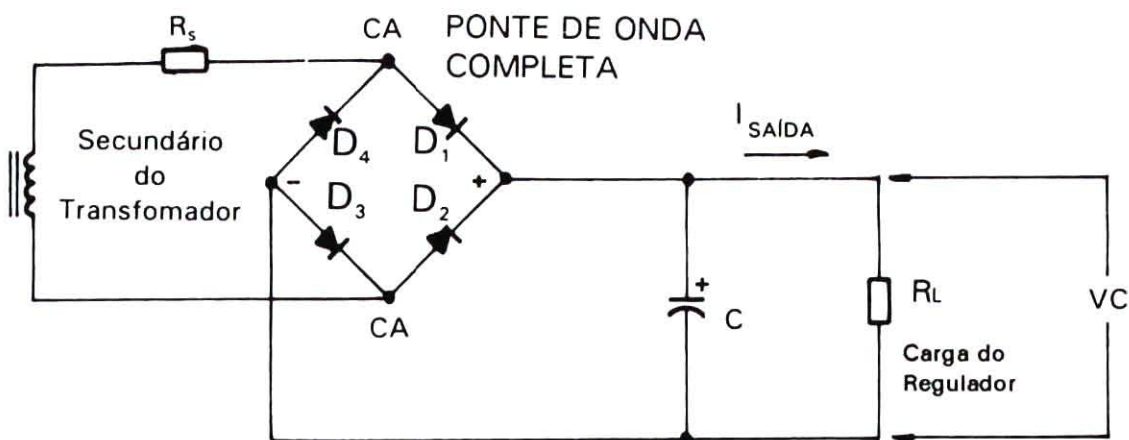


Fig. 32. Circuito de filtro

Do exemplo, os primeiros valores obtidos são $V_c =$ tensão mínima de entrada do regulador = 10V, $I_{saída} =$ carga do regulador = 5A, $R_s =$ resistência do secundário do transformador = 0,1 Ω .

V_{pico} pode ser qualquer tensão acima da entrada mínima para a qual o regulador opere satisfatoriamente. Entretanto, a dissipação de potência é função de V_{pico} . A regra mais usada em projetos de pontes deste tipo, é fazer V_{pico} ser aproximadamente 25% maior do que V_c . A razão de V_c para $(V_{pico} - V_c)$ está relacionada com o fator de *ripple* do capacitor de filtro.

$$Fr = \frac{V_{pico} - V_c}{V_c} = \frac{12,5 - 10}{10} = 25\%$$

Um fator de *ripple* (ondulação) de 25% para 5A fica dentro das estimativas aceitáveis da corrente de *ripple* do capacitor. Este fator de *ripple* é arbitrário, mas é melhor mantê-lo tão baixo quanto possível.

Dimensionamento do capacitor

Uma vez que o capacitor deve sustentar 10V de uma entrada de 12,5V de pico, a próxima consideração é a escolha de um capacitor adequado a este objetivo. Uma regra simples para este cálculo é:

$$C = \frac{dt}{dv} I$$

onde C = valor do capacitor em Farad, a ser determinado, I = corrente máxima do regulador = 5A, dt = tempo de carga do capacitor = 5,3ms (120 Hz), dv = tensão de *ripple* admissível = 2,5V,

substituindo os valores já obtidos do circuito. Logo o valor do capacitor será de 16.600 (μ F).

Para que o capacitor tenha um valor seguro, deve-se adotar o valor comercial mais próximo, acima deste valor. O valor de 20.000 μ F atende às exigências e o acréscimo de 3.400 μ F, reduz o *ripple* de outros 0,4 Volts, melhorando o desempenho do circuito.

Outro item a se considerar no dimensionamento de capacitores, é a tensão de operação. Devido ao projeto ter especificado que Vpico é 12,5V, esta deve ser uma média satisfatória. Entretanto, sabe-se que os transformadores acabam por fornecer tensões maiores do que as especificadas e que, 12,5V em 115VAC, alcança 13,6V, quando a tensão de linha sobe para 125 VAC. Um valor de tensão de aproximadamente 40% maior que Vpico é satisfatório, ou seja, 20 VDC. Portanto, o capacitor escolhido deverá ser de 20.000 μ F/20 VDC.

Dimensionamento do retificador

Existem três considerações na escolha de um retificador: valor de corrente inicial, corrente contínua e VPI (tensão de pico inverso). Quando uma fonte de alimentação for ligada pela primeira vez, o capacitor estará totalmente descarregado. Com isso, poderá aparecer uma impedância de 0 Ω , instantaneamente, para a fonte de tensão. O único elemento do circuito que limita a corrente inicial é a resistência de enrolamento do secundário do transformador. Em certos casos, isso faz com que os projetistas frequentemente adicionem uma resistência em série para limitar esta corrente.

A corrente inicial neste circuito é:

$$I_{in} = \frac{V_{pico}}{R_s} = \frac{12,5}{0,1} = 125 A$$

e a constante de tempo do capacitor será dada por $\tau \cong R_s \times C \cong (0,1) (20 \times 10^{-3}) = 2 \text{ ms}$.

Essa corrente não causará danos ao diodo, se for menor do que a suportada pelo diodo, e se: $\tau < 8,3 \text{ ms}$.

Tensão de pico inverso

A tensão de pico inverso (VPI) é a máxima tensão que pode ocorrer através do diodo antes de sua destruição. Os diodos são diferentes dos capacitores, isto é, são inflexíveis e podem ser danificados por transientes. Não é anormal haver transientes de 400 Volts em linhas de 115 VAC, fazendo com que a tensão no secundário passe de 12,5V para 43V, instantaneamente. A ponte retificadora deverá então ter VPI mínimo de 50V.

Uma boa opção de ponte retificadora pode ser a ponte Motorola MDA 980-2: $I_{const.} = 12A$, $I_{in} = 300A$, $VPI = 100V$.

Calculando o transformador

A queda de tensão através de vários componentes já foi determinada nos tópicos anteriores. Estes valores serão usados para calcular a tensão RMS (valor eficaz) requerida pelo secundário na seguinte fórmula:

$$\text{sec}(RMS) = \frac{V_c + V_{ripple} + V_{ret}}{\sqrt{2}}$$

onde V_{ret} = queda de tensão em cada diodo (aproximadamente de 1 Volt por diodo)

$$\text{sec}(RMS) = \frac{10,0 + 2,5 + 2,0}{1,414} = 10,25V$$

Praticamente, para este exemplo, um transformador de 10V e 6A será uma boa escolha.

Reguladores de tensão

Os reguladores de tensão são construídos com o propósito de converterem uma dada tensão de entrada DC em uma específica tensão de saída estabilizada DC, e mantê-la, apesar de grandes variações da tensão de entrada e da carga de saída.

Um regulador típico é mostrado na Fig. 33, e consiste no seguinte:

- um elemento de referência que fornece uma tensão estável e conhecida;
- um elemento de transformação de tensão que amostra o nível de tensão de saída;
- um elemento comparador que compara a referência e o nível de saída para gerar um sinal de erro;
- um elemento de controle que utiliza o sinal de erro para gerar uma transformação de tensão de entrada, a fim de produzir a saída desejada.

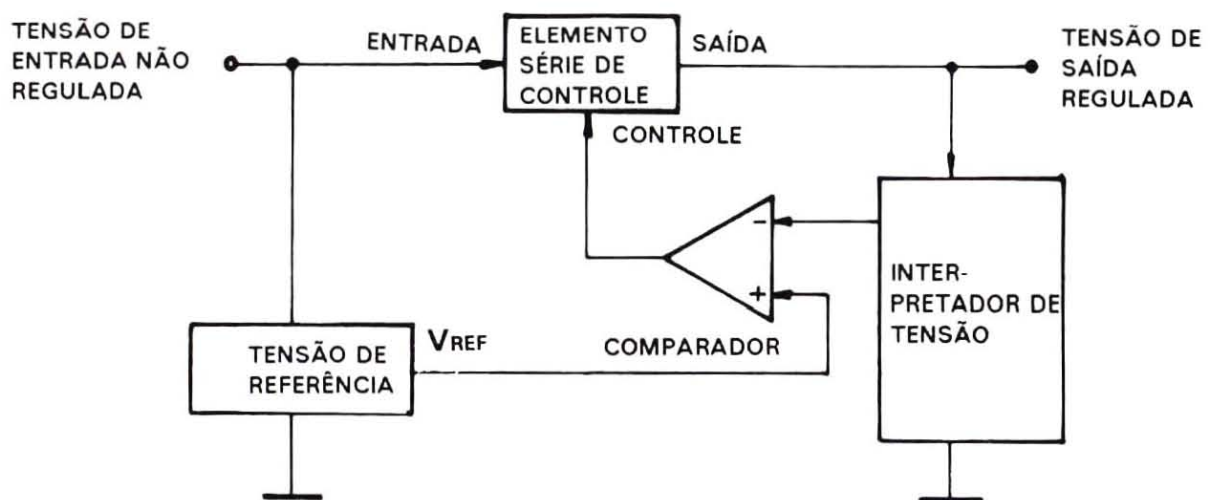


Fig. 33. Regulador de tensão

O elemento de controle depende do projeto do regulador. O controle determina a classificação dos reguladores de tensão: série, *shunt* ou chaveado. Para o regulador série, o elemento de controle regula a tensão de saída pela modulação de um elemento série, normalmente um transistor, fazendo com que este funcione como um resistor variável, conforme ilustrado na Fig. 34.

Quando a tensão de entrada aumenta, a resistência em série R_s também aumenta, causando assim, uma grande queda de tensão

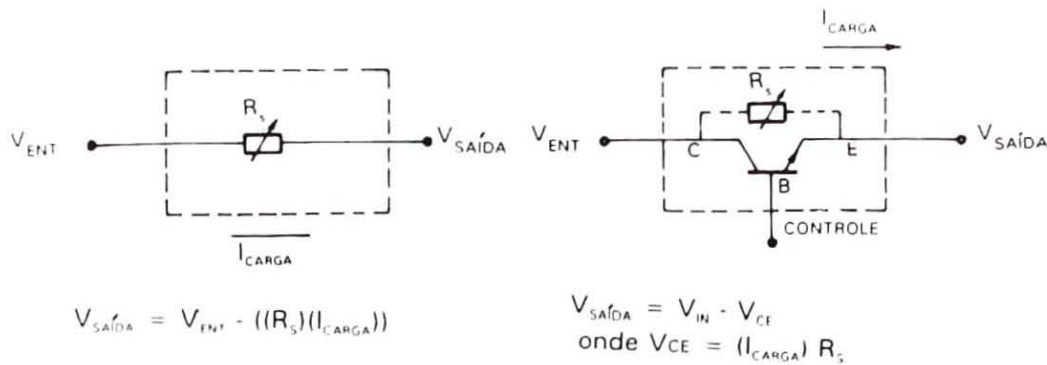


Fig. 34. Elemento de controle série em um regulador de tensão

sobre esta. Dessa forma, a tensão de saída ($V_{saída}$) é mantida em um nível constante.

Para efetuar o controle do *loop* fechado, está incorporado ao circuito um sistema de realimentação e uma comparação de referência. Uma tensão de referência fixa estabilizada é facilmente produzida por um diodo Zener. A corrente produzida é baixa; entretanto, o dispositivo não pode servir como um regulador de potência por si próprio.

O conversor de tensão conectado à saída do elemento de controle série produz um sinal de realimentação que é proporcional à tensão de saída. Em sua forma mais simples, o conversor de tensão é um divisor resistivo. Os dois sinais, de referência e de realimentação, geram a informação necessária para o comparador de tensão, a fim de que ocorra a realimentação no *loop* fechado, conforme ilustra a Fig. 35. A saída do comparador alimenta a base do transistor série; dessa forma, a queda de tensão sobre o transistor será mantida em um valor estabilizado, quando subtraída da tensão de entrada.

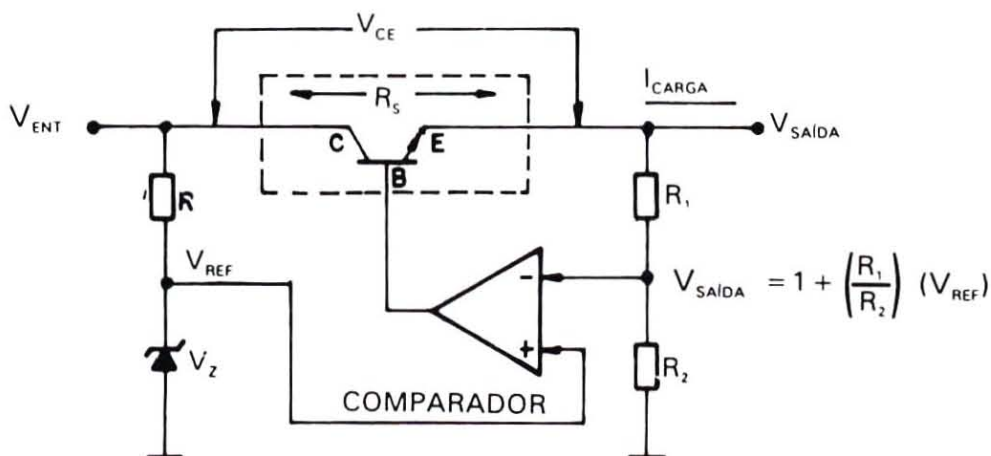


Fig. 35. Diagrama esquemático de um regulador de tensão série

Atualmente é encontrado no mercado de componentes eletrônicos o regulador de tensão de três terminais, mostrado na Fig. 36. Esse regulador contém todos os transistores, resistores e diodos em um simples circuito integrado. As três conexões são: DC não regulada vinda do filtro de entrada, uma referência de terra e, finalmente, saída DC regulada.

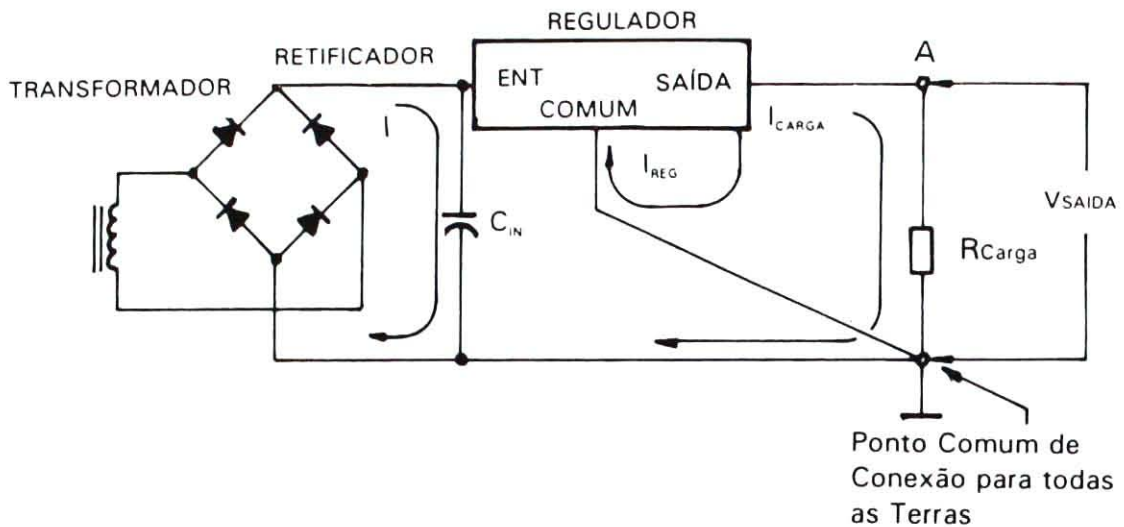


Fig. 36. Regulador de três terminais

Em um regulador de três terminais, a tensão de referência é a parte mais importante, porque qualquer anormalidade ou perturbação será refletida na saída. Uma das vantagens deste tipo de regulador é que, em circuitos monolíticos, as fontes de corrente estável podem ser facilmente realizadas, e isto reduz as flutuações oriundas de variação de tensão da linha. Com isto, a estabilidade é aumentada. O amplificador de erro também opera em corrente constante para reduzir a influência da linha. Esses *chips* também possuem um circuito de proteção que resguardam o regulador de certos tipos de sobrecarga e também protegem contra condições de curto-circuito (limite de corrente); condições de alta diferença de tensão entre a entrada e a saída (área segura de operação); e excessivas temperaturas de junção (limite térmico).

Para a fonte exemplo, um regulador que atende às necessidades do projeto seria o $\mu A78H05$. Este é um regulador monolítico que fornece 5V de tensão regulada e uma corrente de 5A. Com isso, a fonte exemplo está completa e pode ser visualizada na Fig. 37.

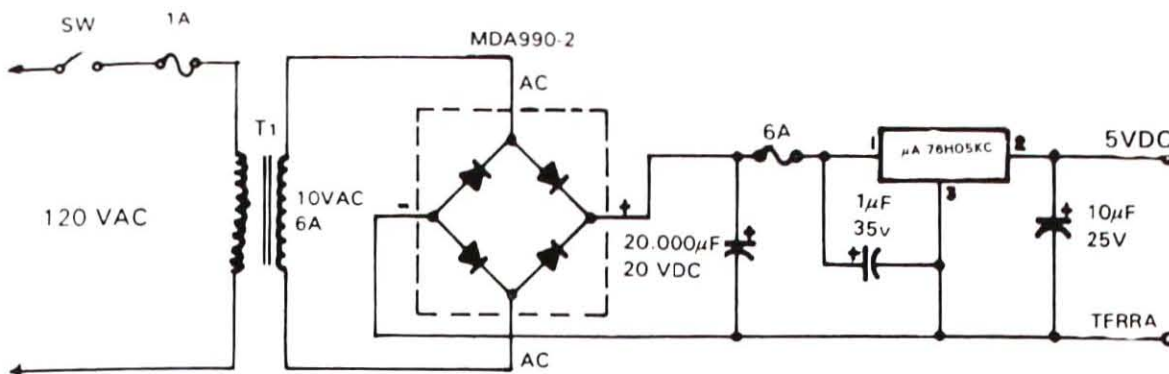


Fig. 37. Diagrama esquemático da fonte projetada

Os diagramas esquemáticos adicionais mostram como os reguladores da família 7800 podem ser usados, conforme ilustra a Fig. 38.

Reparos em fontes de tensão

Dependendo da complexidade da fonte a ser reparada, apenas um voltímetro se faz necessário para a identificação dos componentes danificados. Uma seqüência lógica de testes deve ser adotada para uma identificação mais rápida e segura do problema. Esta seqüência pode ser vista a seguir:

a) Relativo aos transformadores

Comumente, este tipo de componente danifica-se por falha em seu sistema de isolamento. Isso pode ocorrer por envelhecimento do verniz isolante, por um pico elevado de tensão ou pela utilização indevida deste, ou seja, se uma corrente maior do que a nominal de um transformador for exigida por muito tempo, seus enrolamentos iriam se aquecer em demasia e deteriorar o verniz de isolamento, causando danos a ele. Além do curto-circuito entre espiras de um mesmo enrolamento, em alguns casos, espiras do primário entram em contato elétrico com as do secundário, colocando com isso todo o equipamento em risco. Antes de trocar o transformador, é importante verificar se a queima deste não foi provocada por outro componente danificado, como por exemplo, a ponte retificadora.

b) Relativo à retificação e filtragem

A falha mais comum em componentes semicondutores é o rompimento total da junção semicondutora, defeito que é facilmente

detectado. Uma falha menos comum em semicondutores, é a fusão da junção semicondutora, colocando em curto-circuito os terminais do componente, com isso pondo em risco outros componentes do circuito. O capacitor de filtragem também está sujeito a falhas. Falhas que podem ser desde uma simples fuga, até mesmo um curto-circuito entre suas placas. Capacitores com fuga comprometem o bom desempenho da fonte de alimentação e capacitores curto-circuitados podem acarretar a queima da ponte retificadora e do transformador.

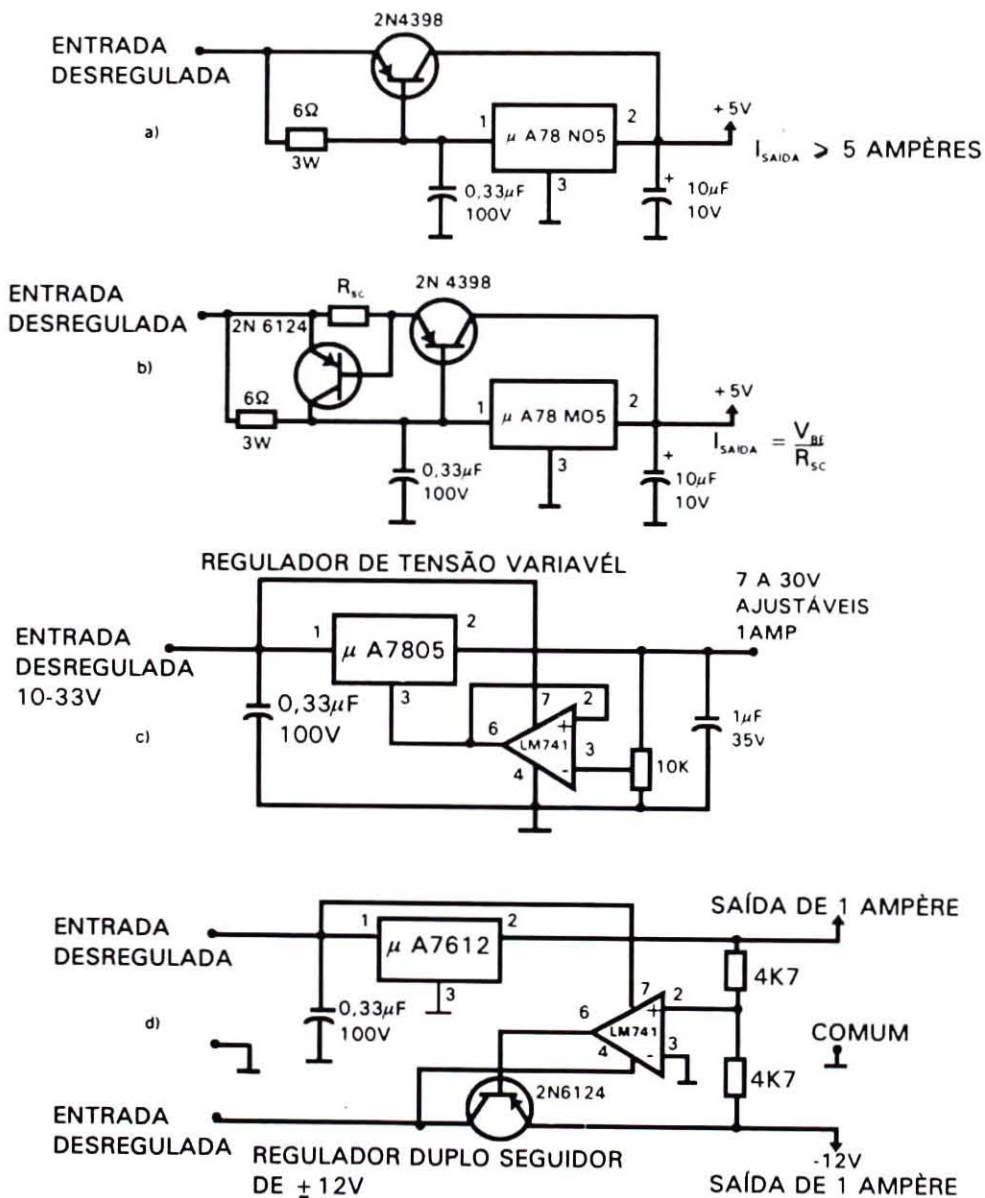


Fig. 38. Reguladores da família 7800

c) Relativo aos reguladores de tensão

Reguladores de tensão do tipo 3-terminais (família 78XX, 79XX, LM340, LM320, entre outras) apresentam, basicamente, dois tipos de falha:

- ruptura total do circuito, ou seja, a saída se mantém em 0V, apesar de existirem tensões de entrada;
- fusão dos terminais, isto é, os terminais de entrada e saída apresentam a mesma tensão vinda do estágio anterior.

O primeiro tipo de falha não compromete o restante do circuito, o que não acontece com o segundo tipo, o qual pode causar efeitos catastróficos para o circuito alimentado. É importante observar que os componentes queimados ou com fuga, que foram identificados com os procedimentos anteriores, deverão ser substituídos por componentes de mesma designação ou pelo seu equivalente mais próximo.

CAPÍTULO 3

Principais equipamentos eletrônicos utilizados para a manutenção de instrumentos laboratoriais da pesquisa agropecuária

Os aparelhos ou ferramentas de medida e teste mais comuns para a manutenção de instrumentos laboratoriais eletrônicos, utilizados na pesquisa agropecuária, são o multímetro e o osciloscópio. A palavra multímetro é usada para designar o instrumento que serve para medir várias grandezas elétricas, incorporando as funções de voltímetro, de amperímetro e de ohmímetro. Os multímetros podem ser analógicos ou digitais, sendo mais comuns, os chamados analógicos, têm o seu funcionamento baseado no galvanômetro d'Arsonval, nome esse dado em homenagem ao seu inventor.

O osciloscópio é utilizado para a visualização e a medida de sinais elétricos que variam no tempo, possibilitando medidas de amplitude, de frequência, de fase e ainda a comparação com outros sinais elétricos de referência. Neste capítulo serão discutidos e apresentados estes importantes aparelhos, os quais são de grande utilidade nas questões que envolvem a manutenção dos instrumentos utilizados na pesquisa agropecuária.

Ohmímetro

A Fig. 39 ilustra um típico galvanômetro d'Arsonval. Nele, uma bobina enrolada sobre uma peça de alumínio, com um fio de cobre muito fino, é montada entre as peças polares de um ímã permanente. Duas molas espirais muito sensíveis servem para posicionar a bobina e também para conduzir a corrente a ser medida. Um ponteiro preso à bobina, indica o valor da corrente numa escala, quando a bobina gira, em resposta a interação da corrente na bobina e o campo magnético do ímã permanente. A deflexão sofrida pela bobina e indicada pelo ponteiro, é proporcional à corrente que circula pela bobina.

Uma aplicação do multímetro é o seu uso como ohmímetro, na qual a escala está calibrada diretamente em Ohm. Num circuito típico, conforme ilustra a Fig. 40, o galvanômetro é usado sucessiva-

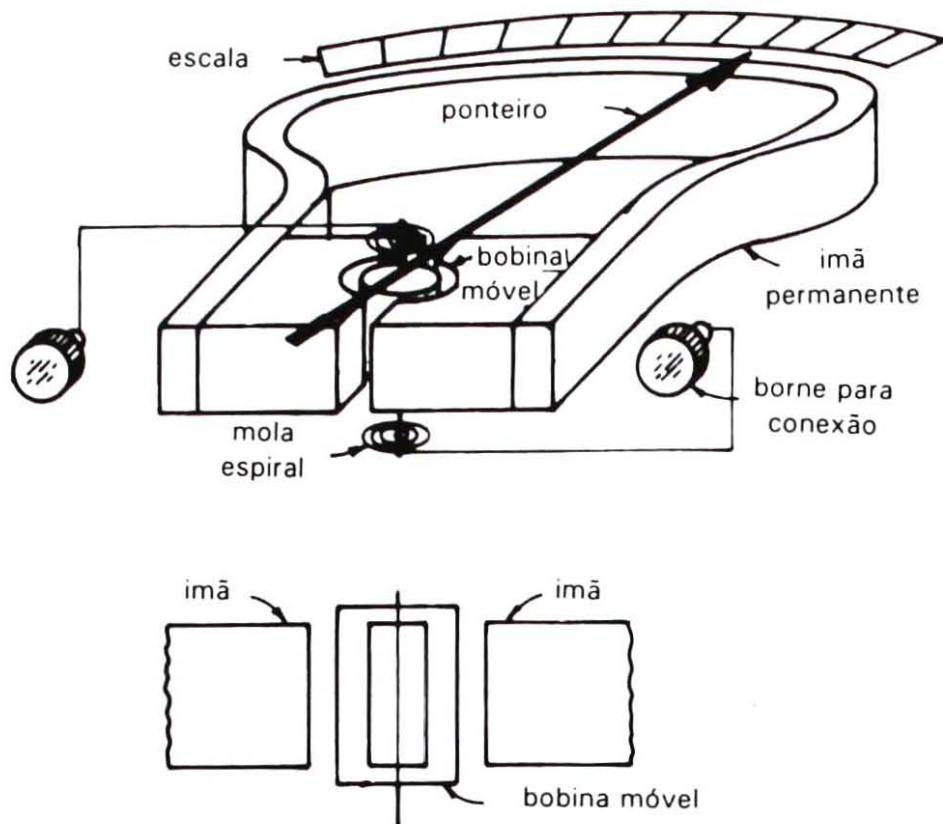


Fig. 39. Galvanômetro d'Arsonval

mente para medir primeiro a tensão elétrica através de um resistor e em seguida a corrente que passa por ele.

A maneira pela qual a escala do medidor é calibrada diretamente em Ohm, pode ser entendida a partir da análise dada a seguir.

Primeiro, os fios dos terminais a e b são colocados em curto-circuito. O voltímetro V mede então a tensão elétrica da bateria V . Em seguida os fios a e b são conectados a um resistor desconhecido R_x . Se a tensão elétrica através de R_1 , medida pelo voltímetro é

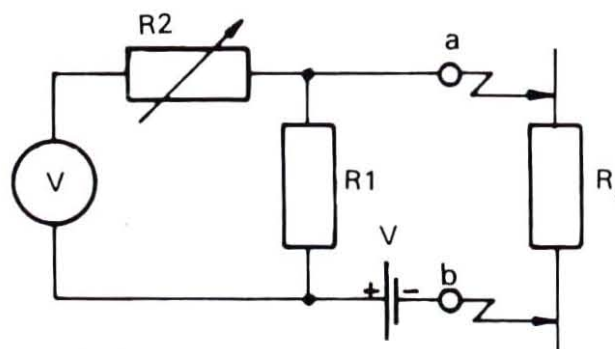


Fig. 40. Operando como ohmímetro

agora V_{R1} , a aplicação da lei de Ohm dá:

$$V_{R1} = \frac{R_1 V}{R_1 + R_x}$$

ou ainda pode-se escrever:

$$R_x = R_1 \left(\frac{V}{V_{R1}} - 1 \right)$$

Assim, de acordo com a equação acima, o valor de R_x pode ser calculado a partir de duas leituras de tensões, mas é mais útil calibrar a escala do medidor diretamente em Ohm, ou seja, a resistência variável R_2 é usada para ajustar a leitura do medidor para o fundo da escala, quando os fios a e b estão curto-circuitados. Esse ponto da escala é então marcado como sendo zero Ohm.

Com os fios a e b em aberto, isto é, não conectados a nenhum resistor, o ponteiro do medidor fica na posição de repouso e esse ponto é marcado como sendo resistência infinita.

Se por exemplo, para um resistor desconhecido R_x' a leitura indicar metade da escala, isto significa que $V_{R1} = (V/2)$ e que $R_x = R_1$. Então, usando-se valores conhecidos de resistência R_x' pode-se calibrar toda a escala. De acordo com a equação vista, a leitura de meia escala depende do valor de R_1 , de tal modo que selecionando-se valores diferentes para R_1 , pode-se cobrir uma faixa extensa de medida de resistores desconhecidos. Na equação assume-se que o valor da corrente que passa pelo galvanômetro é desprezível, o que nem sempre é verdade para altos valores de resistência, onde R_1 é grande. Portanto, os circuitos encontrados nos ohmímetros comerciais são um pouco mais complicados, mas o princípio de operação é o mesmo.

Voltímetro

O voltímetro é outra aplicação do galvanômetro d'Arsonval, que quando conectado numa configuração diferente, permite a leitura de tensões diretamente, conforme ilustra a Fig. 41.

A tensão elétrica V a ser medida é dada por:

$$V = I_m (R_m + R_s)$$

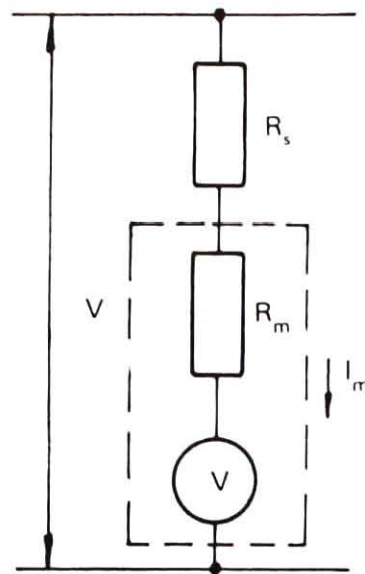


Fig. 41. Medindo tensões

onde, R_m = resistência do galvanômetro e R_s = resistência em série. A resistência em série com o medidor R_s permite ampliar a faixa de leitura de tensões.

Conhecendo-se o valor da resistência do galvanômetro, R_m , também chamada de resistência interna do medidor, pode-se conectar diferentes R_s , através de uma chave seletora, de tal modo a se obter valores fixos para a tensão elétrica de fundo de escalas, sendo portanto esse instrumento capaz de medir tensões elétricas de diversos valores.

É importante saber qual a influência do voltímetro em um circuito, quando ele é conectado para a medição de uma tensão elétrica. Isto se deve ao fato de que o voltímetro requer uma pequena corrente para defletir o ponteiro e essa corrente provém do circuito. Se essa corrente não for desprezível, se diz normalmente que o voltímetro está carregando o circuito. É prática comum especificar a sensibilidade de um voltímetro, como a razão de sua resistência interna pela tensão elétrica de fundo de escala, em unidades de Ohm por Volt, Ω/V . Por exemplo, um voltímetro que usa um galvanômetro com sensibilidade de fundo de escala de 1 mA, significa que sua sensibilidade é de 1000 Ω/V . Assim, esse voltímetro tem 100.000 Ω na escala de 100 V. Portanto, é sempre bom lembrar, que quando se conecta um voltímetro em um circuito para a leitura da tensão elétrica, o efeito é o de colocar uma resistência em paralelo, cujo valor pode-se calcular, conhecendo-se a sensibilidade do voltímetro. Os voltímetros comerciais permitem a leitura de tensões contínuas, DC

e tensões alternadas AC. Para as tensões alternadas, os valores indicados na escala estão calibrados desde que a tensão elétrica alternada seja uma onda senoidal pura.

Amperímetro

O galvanômetro d'Arsonval é um dispositivo sensível à corrente elétrica e por isso é denominado de amperímetro (medidor de Ampères). Uma pequena corrente, da ordem de uns poucos microamperes, é suficiente para levar o ponteiro ao fundo da escala.

Para que o amperímetro seja útil na medida de correntes com valores diferentes e maiores, é conveniente colocar uma resistência em paralelo com o medidor, dividindo-se assim a corrente que passa pelo galvanômetro, e permitindo a medida de correntes sobre uma faixa extensa de valores. A Fig. 42 ilustra a operação como amperímetro.

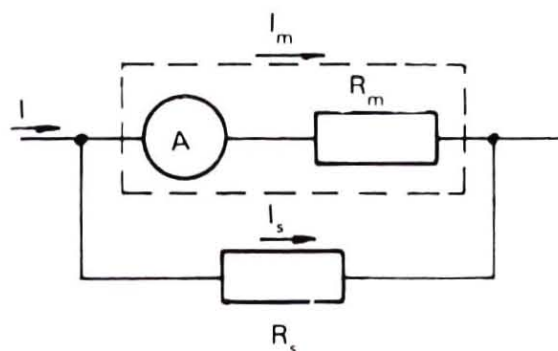


Fig. 42. Operando como amperímetro

(R_m = resistência do galvanômetro, R_s = resistência em paralelo, I = corrente a ser medida, I_m = corrente no galvanômetro e I_s = corrente na resistência R_s)

De acordo com a lei de Kischhoff e a partir da Fig. 42, pode-se escrever as equações:

$$I = I_m + I_s$$

$$I_m R_m = I_s R_s$$

logo, combinando-se os resultados parciais pode-se chegar a:

$$I = I_m \left(1 + \frac{R_m}{R_s}\right)$$

Por exemplo se $R_s = (R_m/9)$, ou seja, $(1 + R_m/R_s) = 10$, então, o fundo de escala ficou multiplicado por 10, o que significa que agora o amperímetro teve sua faixa de medida dez vezes maior que sua sensibilidade. É importante observar que o amperímetro deve ser acoplado em série com o circuito cuja corrente se deseja medir. Portanto, se a resistência interna do amperímetro não for desprezível, ela deve ser levada em consideração ao se fazer uma medida. Por isso, é desejável que o amperímetro tenha uma resistência interna o menor possível. Como no voltímetro, os amperímetros comerciais permitem a medida de correntes contínuas, DC e alternadas, AC. Para as correntes alternadas, os valores indicados na escala estão calibrados desde que a corrente alternada seja uma onda senoidal pura.

Osciloscópio

O osciloscópio é um instrumento básico em todo laboratório de eletrônica. Ele serve para a observação de sinais elétricos que variam no tempo. Normalmente, é usado para a visualização da forma de sinais elétricos, para a medida de sua amplitude, frequência, fase ou comparação com outro sinal. O componente principal do osciloscópio é um tipo especial de válvula eletrônica, chamada de tubo de raios catódicos. Assim, o osciloscópio é um tubo de raios catódicos adaptado às funções de instrumento de medida ou teste. Atualmente, é possível encontrar em substituição ao tubo de raios catódicos visores de cristal líquido ou plasma. Um tubo de raios catódicos típico é ilustrado na Fig. 43. Em geral, estes dispositivos contêm os seguintes elementos listados a seguir:

a) Eletrodos:

- catodo - que por aquecimento indireto fornece os elétrons que compõem o feixe eletrônico;
- grade - que controla a intensidade do feixe eletrônico;
- dois anodos - onde o primeiro focaliza o feixe e o segundo acelera-o.

b) Placas defletoras verticais:

- deslocam o feixe eletrônico para cima e para baixo, dependendo da polaridade a que estão submetidas.

c) Placas defletoras horizontais:

- deslocam o feixe eletrônico na horizontal, para a esquerda ou para a direita, dependendo da polaridade.

d) Tela fluorescente:

- é revestida com material que floresce quando atingido pelo feixe eletrônico.

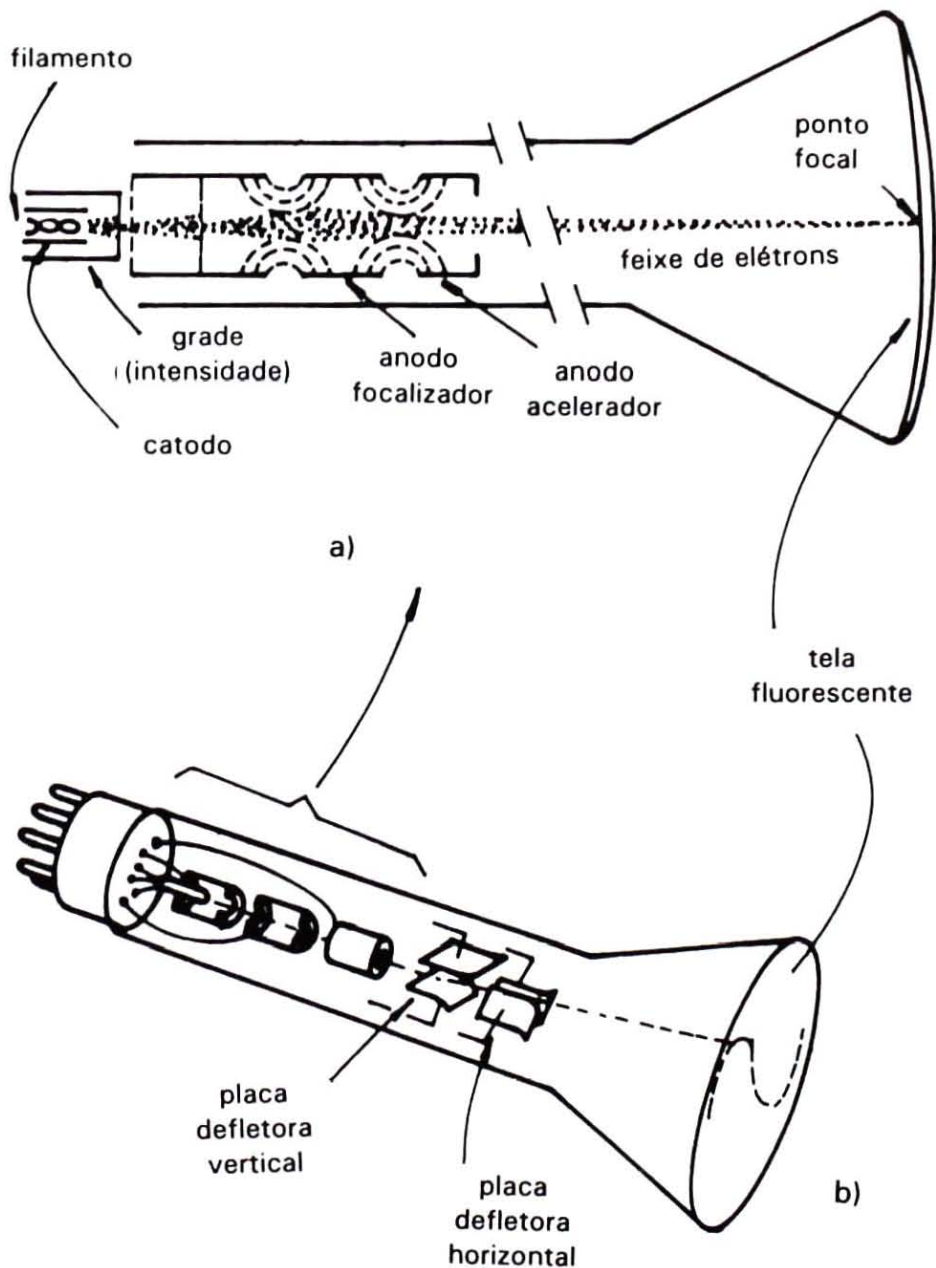


Fig. 43. O tubo de raios catódicos

No tubo de raios catódicos, os dois ânodos são mantidos num alto potencial positivo, com relação ao catodo, produzindo, assim, um forte campo elétrico com simetria cilíndrica. Este campo atua como uma lente eletrostática, fazendo a trajetória do feixe eletrônico convergir num ponto da tela fluorescente.

O osciloscópio é ainda composto de circuitos eletrônicos como: fonte de tensão, circuitos de controle, amplificadores, gerador da base de tempo, circuitos de sincronismo, apagador do retraço do feixe e outros. O princípio de funcionamento do osciloscópio, baseia-se no desvio sincronizado do feixe de elétrons nas direções vertical e horizontal, permitindo assim a visualização e medida de sinais variáveis no tempo. O sinal que se deseja observar, por exemplo, a tensão senoidal da rede é aplicado à entrada vertical do osciloscópio. Dessa forma, o feixe eletrônico será desviado para cima e para baixo, tantas vezes por segundo, quanto for o valor da frequência da tensão, sendo a amplitude do desvio proporcional à tensão aplicada. A Fig. 44 ilustra o diagrama em blocos de um osciloscópio.

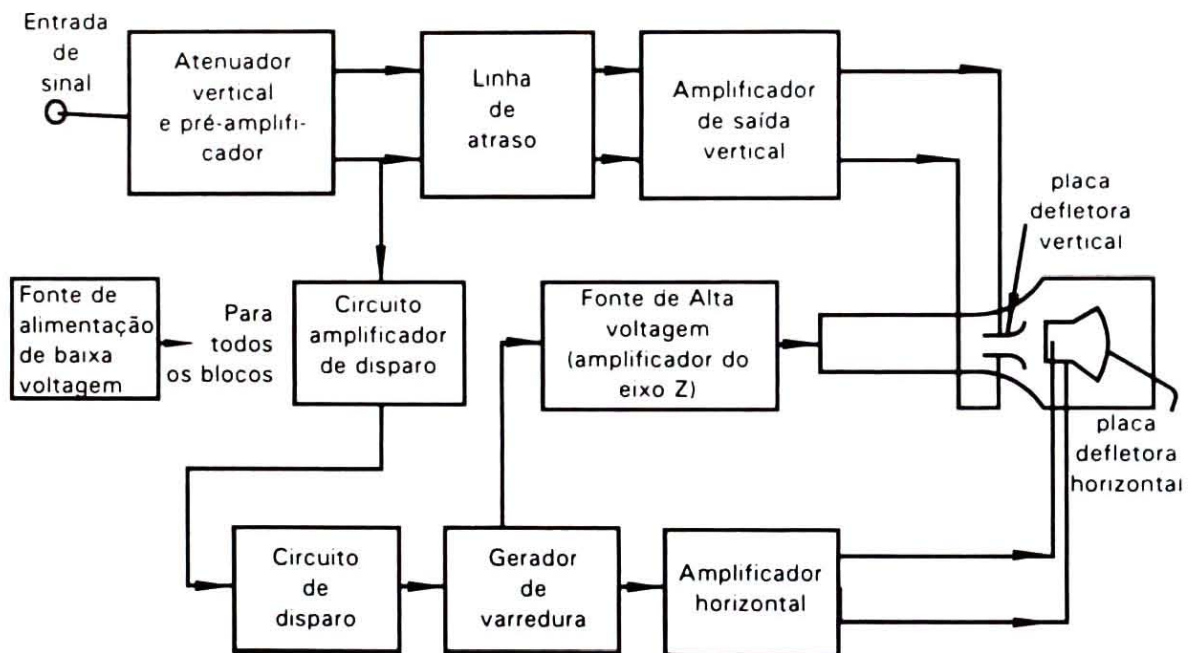


Fig. 44. Diagrama em blocos de um osciloscópio

Medidas de frequência

O osciloscópio permite a medida da frequência de um sinal elétrico que varie no tempo, de forma periódica. Ele contém um circuito chamado de circuito de varredura horizontal, que nada mais é do que uma onda dente-de-serra, conforme ilustra a Fig. 45, aplicada às placas defletoras horizontais.

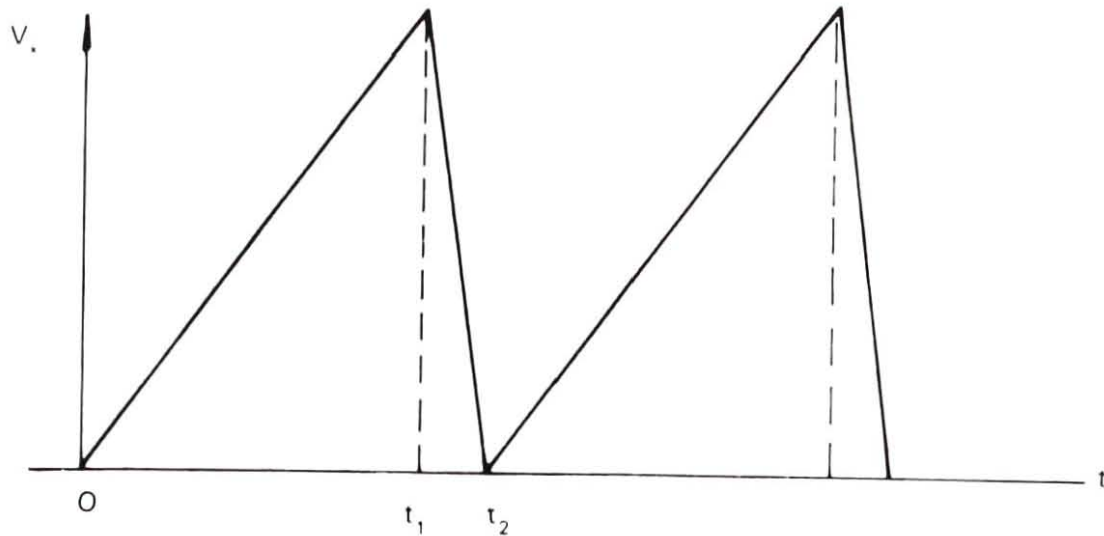


Fig. 45. Onda dente-de-serra aplicada às placas defletoras horizontais

Alterando-se a frequência do sinal dente-de-serra, apresentado na Fig. 45., altera-se a velocidade com que o feixe eletrônico se desloca na direção horizontal, da esquerda para a direita. Assim, conhecendo-se a frequência do sinal dente-de-serra, pode-se determinar o tempo que o feixe eletrônico leva para percorrer toda a tela do osciloscópio. Desse modo, nos osciloscópios, tem-se um controle no painel, chamado base de tempo, e que está calibrado em tempo/divisões, ou seja, s/div., ms/div., μ s/div., o qual indica o tempo que o feixe eletrônico leva para percorrer uma divisão na tela fluorescente. Assim, para se medir a frequência de um sinal periódico, deve-se conectar esse sinal à entrada vertical do osciloscópio e se procura medir quantas divisões estão contidas em um comprimento de onda do sinal desconhecido, em seguida, multiplica-se esse valor pelo número indicado no controle tempo/div. da base de tempo.

O valor obtido é o período que o feixe eletrônico levou para percorrer um comprimento de onda e o inverso do período é a frequência, de acordo com a relação:

$$f = \frac{1}{T} \text{ [Hz]}$$

Medidas de período

Para se medir o período (tempo) de um sinal periódico qualquer, basta medir o número de divisões na tela entre o início e o fim

do evento e multiplicá-lo pelo que indicar o controle da base de tempo em s/div., ms/div., ou $\mu\text{s}/\text{div.}$ O número obtido em segundos é diretamente o período.

Uso do osciloscópio

O osciloscópio permite de forma rápida e precisa a medida da amplitude de sinais elétricos (AC e DC), sua frequência, forma e fase. Outra aplicação importante, está no caso da observação de sinais ou eventos que ocorrem em tempos diferentes. O uso do circuito de sincronismo externo permite a observação de sinais muito rápidos, sem perder a escala de tempos em que os mesmos ocorrem. Adicionalmente, dado ao uso cada vez mais freqüente de microprocessadores, memórias e circuitos lógicos nos instrumentos de laboratório utilizados na pesquisa agropecuária, a presença do osciloscópio ou de analisadores lógicos, os quais são versões de equipamentos baseados na arquitetura e funcionamento dos osciloscópios, vêm a ser essenciais para o trabalho de manutenção.

CAPÍTULO 4

**Elementos de circuitos ativos —
dispositivos semicondutores**

Dispositivos semicondutores são utilizados com freqüência em instrumentos eletrônicos utilizados em laboratórios de pesquisa agropecuária e são reconhecidos geralmente como bipolos ou N pólos ativos. Em algumas situações especiais podem assumir características passivas. Para que se possa entender os dispositivos semicondutores, é necessário conhecer a simbologia literal utilizada para caracterizá-los. As letras básicas são *I* para a corrente, *V* para tensão elétrica e *P* para a potência. Os subscritos básicos são *A* para anodo, *AV* para o valor médio, *B* para base, *BR* para ruptura (*breakdown*), *C* para coletor, *E* para emissor, *F* para direto, *K* para cátodo, *M* para o valor de pico ou máximo, *O* como 3º subscrito significa que o terminal não mencionado está aberto, *R* como 1º subscrito significa reverso, como 2º subscrito significa repetitivo e como 3º subscrito é como uma resistência especificada entre o terminal não mencionado e o terminal mencionado, *S* como 1º ou 2º subscrito significa terminal de suprimento (para FETs), como 2º subscrito não repetitivo (nunca para FETs), como 3º subscrito curto-circuito entre o terminal não mencionado e o terminal de referência, *X* para caracterizar um circuito especificado e *Z* para diodo Zenner (tensão elétrica, corrente ou potência em diodos Zenner e de referência). As letras maiúsculas indicam valores em tensões elétricas DC, e as letras minúsculas, valores médios ou em tensões elétricas AC. Normalmente as letras maiúsculas são usadas para indicar os valores DC bem como valores instantâneos totais, valores médios totais, valores de pico totais. Na indicação de correntes, considera-se como positiva a corrente que entra no dispositivo, e negativa, a que sai do dispositivo pelo terminal indicado. No caso de diodos, indicam-se as correntes diretas com a junção diretamente polarizada, e inversa ou reversa, com a junção inversamente polarizada.

As tensões elétricas são indicadas apontando o terminal no qual ela é medida (2º subscrito) e o terminal de referência (3º subscrito). Este último pode ser omitido, caso não haja possibilidade de confusão. Se a tensão elétrica ou corrente for de polarização do terminal indicado, dobra-se a letra indicativa. Assim, a tensão elétrica

de polarização de coletor, por exemplo, será indicada como VDC. Se for exigido mencionar o terminal que serve de referência para a medida da tensão elétrica, este aparecerá como 3º subscrito, assim, VDCE indica a tensão elétrica de polarização de coletor, medida a partir do emissor. Se um dispositivo tiver dois terminais com o mesmo nome, como é o caso dos FETs, com duas portas, por exemplo, cada terminal será individualizado por meio de um número G1 (porta nº 1), G2, bem como as grandezas relativas (VG2 - tensão elétrica de porta nº 2).

Os parâmetros são também representados por letras, sendo *B* usado para susceptância (inverso de reatância), *C* para capacitância, *G* para condutância (inverso de resistência), *H* para parâmetro híbrido, *L* para indutância, *R* para resistência, *X* para reatância, *Y* para admitância (inverso da impedância) e *Z* para impedância. As letras maiúsculas indicam parâmetros dos circuitos externos, aos quais os dispositivos estudados façam parte, e as minúsculas indicam parâmetros inerentes dos dispositivos, exceto capacitância e indutância, que serão sempre indicados por maiúsculas. Nesta nomenclatura as letras são ainda seguidas por subscritos, sendo utilizado *F* para direto, da entrada para a saída do circuito ou dispositivo, *In* ou *I* para entrada de sinal, *L* para carga, *Out* ou *2* para a saída do sinal, *R* para inverso, reverso, da saída para a entrada do circuito e *S* para fonte ou gerador de sinal.

Diodos retificadores

A função básica dos diodos é a retificação, e normalmente classificamos como retificadores os diodos capazes de manobrar tensões e correntes elétricas relativamente elevadas, destinados a retificar a tensão AC entregue pela rede domiciliar para a alimentação de instrumentos elétricos e eletrônicos. Os diodos retificadores mais usados atualmente são os diodos de junção, de silício. O nome diodo vem pela semelhança apresentada com a antiga válvula diodo que, tal como a junção PN, apresenta a característica de só permitir a circulação da corrente em uma direção, fazendo assim, a retificação. Antes porém de analisarmos os diodos produzidos comercialmente, convém recordarmos os princípios pelos quais eles funcionam: como sabemos, a junção PN é um fragmento de cristal de silício que tem uma região dopada com um aceitante (região P), e outra região dopada com um doador (região N). A maneira clássica de representar a jun-

ção PN é a ilustrada na Fig. 46, muito embora o verdadeiro aspecto físico possa ser bem diferente.

Devido a dopagem, a região N apresenta elétrons livres, ao passo que a região P apresenta buracos. Se ligarmos o negativo de uma bateria ao lado N e o positivo ao lado P, os elétrons livres do lado N serão repelidos pelo negativo da bateria e os buracos pelo positivo, encaminhando-se em direções contrárias, para a fronteira entre as duas regiões, que vêm a ser a junção propriamente dita.

À medida que os elétrons livres e os buracos vão se movendo, a bateria trata de injetar novos elétrons livres e buracos no material; os elétrons livres que chegam à junção se combinam com os buracos, eliminando-os; ou, como alguém pode preferir, assistimos um desfile de elétrons livres através do material P em busca do positivo da bateria, e um desfile de buracos, através do material N em busca do negativo da mesma bateria; ou, o mais exato, os elétrons injetados pela bateria no material N se deslocam neste material na forma convencional da condução da energia elétrica e, atravessando a junção, vão pulando de buraco em buraco até alcançarem o terminal positivo, de qualquer modo, se estabelece uma corrente elétrica.

Nestas condições, dizemos que a junção está diretamente polarizada e esta corrente recebe o nome de corrente direta, sendo representada por I_F . Entre os terminais de conexão da junção à bateria aparece uma tensão elétrica, que é a chamada tensão elétrica direta, representada por V_F . O fato de circular uma corrente e aparecer uma tensão elétrica sugere uma resistência, que é a resistência interna ou direta da junção, representada por r_D . Esta resistência não é ôhmica, isto é, não se pode aplicar a ela exatamente a lei de

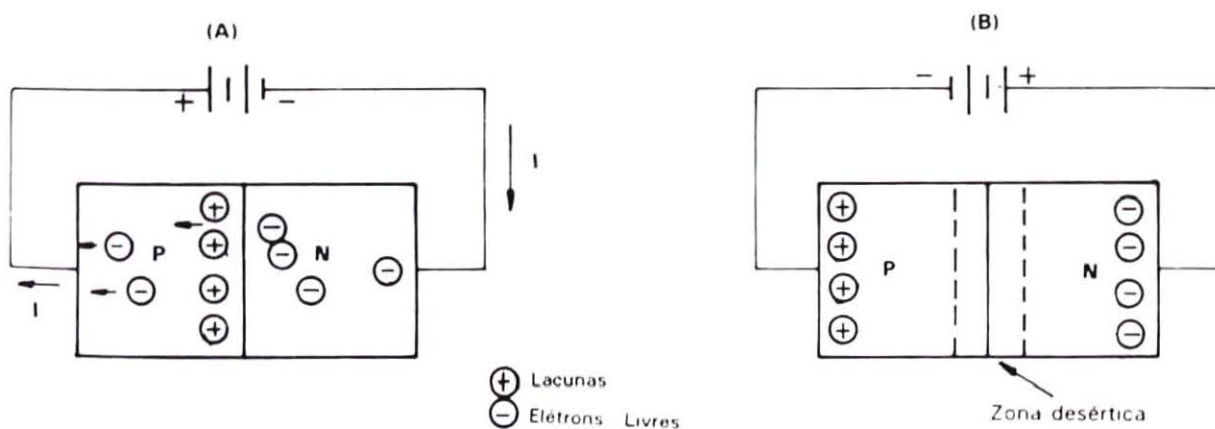


Fig. 46. Junção PN

Ohm, de modo que aumentos substanciais de IF podem ser verificados sem que VF aumente proporcionalmente, de qualquer modo, se dissipa, sob a forma de calor, uma potência igual a $VF \cdot IF$.

Invertendo-se as ligações da bateria, conforme ilustra a Fig. 46-b, vemos que os portadores de corrente são atraídos pelos pólos negativo e positivo da bateria, fazendo com que a região da junção fique praticamente desprovida de elétrons livres e ou buracos, nestas condições, a resistência do material se torna elevadíssima. A região desprovida de portadores de corrente recebe o nome de zona desértica ou de barreira de potencial. Um efeito interessante é que a zona desértica atua como o dielétrico de um capacitor, cujas armaduras são o restante do material. A capacitância que aparece entre os terminais de conexão recebe o nome de capacitância inversa, pois, nas condições acima, a junção está inversamente polarizada. A tensão elétrica entre seus terminais, inversa, recebe o nome de tensão elétrica inversa ou reversa e é representada por VR . Apesar da elevada resistência apresentada, circula uma débil corrente de fuga que recebe o nome de corrente inversa ou corrente reversa, representada por IR . Obviamente, nestas condições, também há a dissipação de uma certa potência, que será igual a $VR \cdot IR$.

A largura da barreira de potencial depende da tensão elétrica aplicada, de maneira que a capacitância será inversamente proporcional à tensão elétrica. À primeira vista, aumentando-se mais e mais a tensão elétrica, a barreira iria aumentando, tornando-se impossível a circulação de corrente, porém existe uma tensão elétrica máxima reversa que a barreira suporta; após este limite, ocorre a avalanche, ou ruptura, que recebe o nome técnico de *breakdown*; a tensão elétrica em que ocorre a ruptura é representada por VBR . Ocorrendo a ruptura, a corrente inversa (IR) alcança valores elevados e, na maior parte dos casos, o dispositivo é inutilizado em poucos microssegundos.

As considerações foram feitas para a junção funcionando em DC, e se aplicarmos uma tensão AC à junção, durante um meio ciclo, a junção será diretamente polarizada e conduzirá normalmente. No semi-ciclo seguinte, a junção será inversamente polarizada e o circuito ficará aberto. Nestas condições, VR será igual à tensão elétrica entregue pelo gerador de tensão AC e a corrente circulante pelo circuito não será alternada, mas sim, pulsante.

Um problema para a operação em AC, consiste na relativa lentidão dos portadores de corrente durante a polarização direta; eles

se movem no sentido NP e mesmo quando a tensão elétrica entre os terminais do dispositivo se anula para a mudança da direção da AC, os portadores podem continuar se movendo. Na polarização inversa, os portadores se amontoam junto aos terminais do dispositivo e, ao iniciar-se o semi-ciclo de condução seguinte, levam algum tempo para deixarem os terminais do dispositivo e se dirigirem à junção. O tempo para que o dispositivo cesse de conduzir, uma vez eliminada a tensão elétrica, recebe o nome de tempo de corte, representado por T_{off} . O tempo necessário para que o dispositivo entre em condução recebe o nome de tempo de condução, ou T_{on} (tempo de ligar). Algumas literaturas chamam o tempo necessário para que o diodo passe da não-condução para a condução, de tempo de recuperação, que é representado por TRR. Os diodos podem ser classificados como de recuperação rápida, ou simplesmente rápidos, e de recuperação lenta, ou diodos lentos. De forma geral, para o usuário interessa saber a máxima tensão elétrica inversa que o diodo pode suportar e a máxima corrente direta que pode fornecer. Além destes dados fundamentais, o fabricante pode fornecer outros de grande importância, tais como:

- a) o valor de V_F em função de I_F e da temperatura;
- b) a máxima temperatura que o dispositivo pode suportar, que é conhecida como temperatura da junção (representada por T_j);
- c) a resistência térmica entre a junção e o invólucro (R_{thj-c});
- d) a base de montagem (R_{thj-mb}) ou se é ao ar livre (R_{thj-a}) para permitir o cálculo de aquecimento do diodo em função da potência que pode dissipar e, desta forma, prever se é possível ou não, usar o diodo nas condições impostas pelo projeto do retificador ou, em último caso, se com a adição de um dissipador de calor adequado, o diodo pode ser usado.

Como visto, a principal função dos diodos é a de retificar a tensão AC entregue pela rede para obter assim a tensão DC necessária à alimentação dos aparelhos eletrônicos. Desta forma, construímos circuitos retificadores ou fontes de alimentação. A retificação pode ser de meia onda, quando o retificador só conduz durante o período igual à metade do ciclo de cada rede, ou de onda completa, quando o retificador conduz durante todo o ciclo. De qualquer modo, o elemento retificador só deverá conduzir em uma única direção.

A Fig. 47 ilustra as três formas básicas de retificação da rede, a partir de um transformador de força.

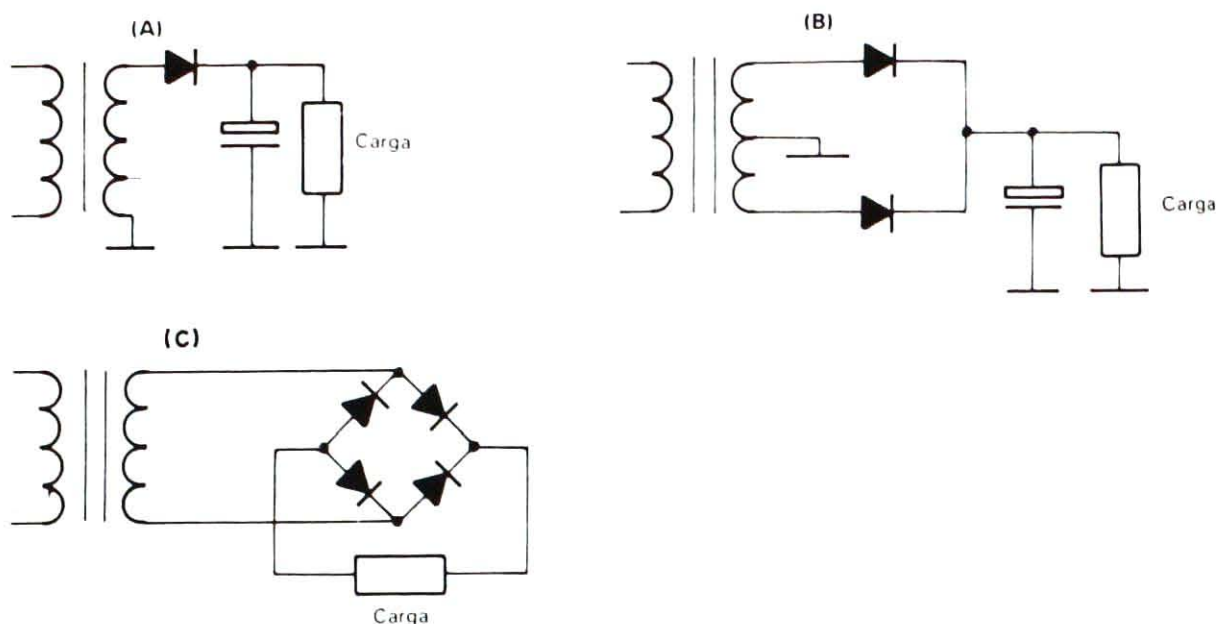


Fig. 47. Retificadores

Na Fig. 47-a é ilustrado o retificador de meia onda, o qual é constituído por um único diodo, em 47b. Tem-se o retificador de onda completa usando um transformador inversor de fase e em 47-c tem-se o retificador em ponte. Como logo após o retificador, existe um circuito de filtro LC ou RC, um dos problemas a serem considerados é a corrente inicial, ao ser ligado o circuito, e isso porque os eletrolíticos de filtro, quando descarregados, são um verdadeiro curto-circuito, até que alcancem uma carga substancial, a corrente circulante pelo retificador pode ser bastante elevada. No caso dos retificadores de meia onda, a máxima tensão elétrica inversa que aparece é igual à tensão elétrica de pico da AC retificada. Para os retificadores de onda completa, com transformador inversor de fase, aparece entre os terminais do diodo uma tensão elétrica inversa igual ao dobro da tensão elétrica de pico e da AC retificada. Os diodos de uma ponte retificadora recebem tensão elétrica inversa igual ao valor de pico da tensão elétrica alternada retificada.

A tensão elétrica de pico é igual ao valor eficaz multiplicado pela raiz quadrada de 2, ou seja:

$$V_{\text{pico}} = (V_{\text{eficaz}})(2^{1/2}).$$

As tensões de primário e secundário dos transformadores são dadas em seus valores eficazes, bem como o valor nominal da tensão elétrica da rede. Para converter esses valores eficazes em valores máximos ou de pico, deveremos efetuar a multiplicação pelo fator acima.

Por analogia, como os diodos a vácuo, os diodos semicondutores têm seus terminais designados como anodo e catodo, onde o anodo corresponde ao terminal ligado à região P do material e o catodo, corresponde a região N. Na Fig. 48, ilustramos os símbolos adotados para a representação dos diodos retificadores de uma forma geral.



Fig. 48. Símbolos de diodos retificadores

A junção, como em qualquer outro semiconductor, é abrigada no interior de um invólucro, para evitar a ação de agentes externos, sendo sensível à umidade e à luz. Os invólucros mais comuns são de plástico ou de vidro, usando-se uma faixa para indicar o terminal correspondente ao catodo. Alguns diodos têm invólucro de epoxi. Para potências maiores usamos invólucros metálicos, sendo que o anodo ou o catodo poderão ser eletricamente ligados ao invólucro. Na Fig. 49, ilustramos os tipos de invólucros mais comuns para diodos retificadores de uso geral.

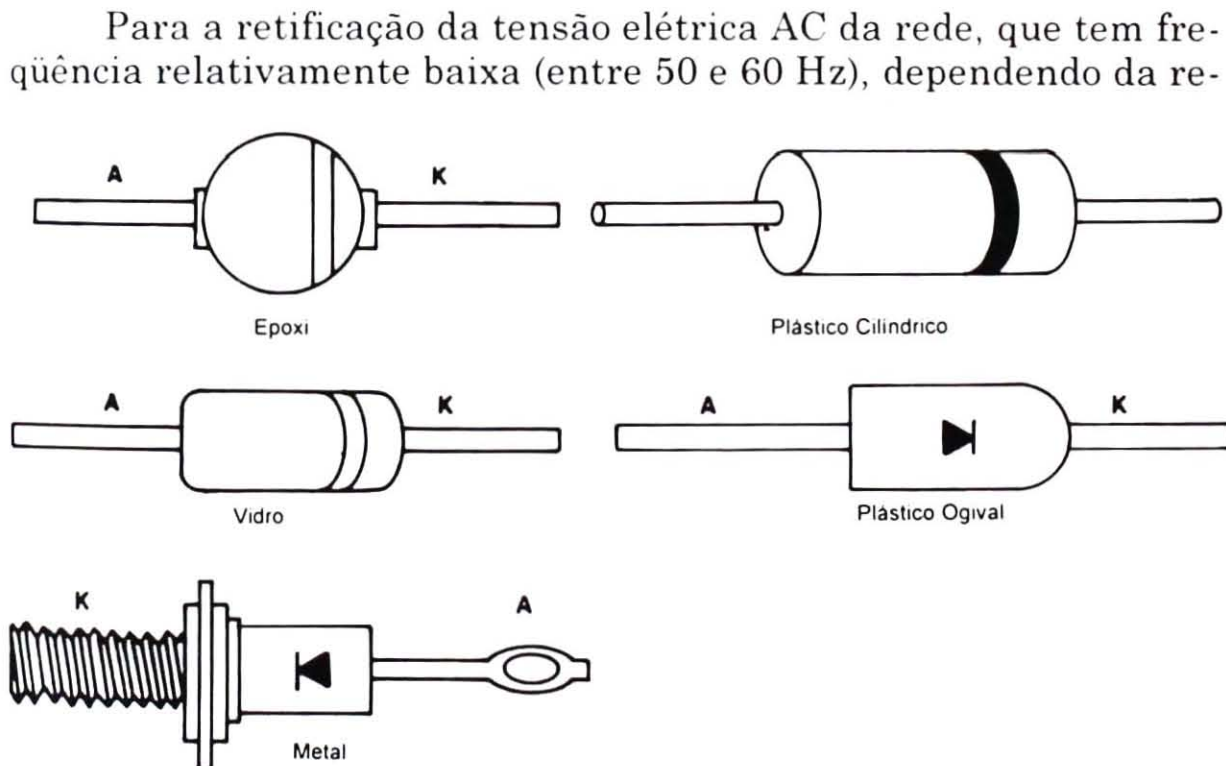


Fig. 49. Encapsulamentos de diodos retificadores

gião, os diodos não necessitam de ter um tempo de recuperação muito curto, que só é exigido para diodos que operam com alta frequência.

A capacitância inversa (CR) também pode ser deixada de lado, uma vez que a reatância oferecida por um capacitor de vários pF a frequência de 100 Hz é tão elevada que não afeta substancialmente o circuito, de modo que os fabricantes de diodos retificadores fornecem, em seus manuais de características, as seguintes informações:

Os valores máximos e absolutos de I_F e V_R são relacionados aos parâmetros que são representados por $I_F(AV)$ como corrente direta média, I_{FM} como corrente direta máxima, I_{FR} como corrente direta máxima repetitiva, I_{FSM} como corrente direta máxima não repetitiva, V_{RM} como tensão elétrica inversa máxima, V_{RRM} como tensão elétrica inversa máxima repetitiva, V_{RSM} como tensão elétrica inversa máxima não repetitiva, V_{RWM} como tensão elétrica máxima inversa, de trabalho e T_j como temperatura da junção.

Como a relação $V_F \cdot I_F$ pode ser afetada pela temperatura, em vários manuais de fabricantes de componentes são fornecidas curvas, cada uma correspondendo a um valor de temperatura ambiente ou de junção. Estas curvas permitem também prevermos como o diodo se comportará em face a variações da temperatura. A Fig. 50 ilustra esta situação.

No momento em que o circuito é ligado, se estabelece uma corrente muito elevada quando os eletrolíticos do filtro estão descarre-

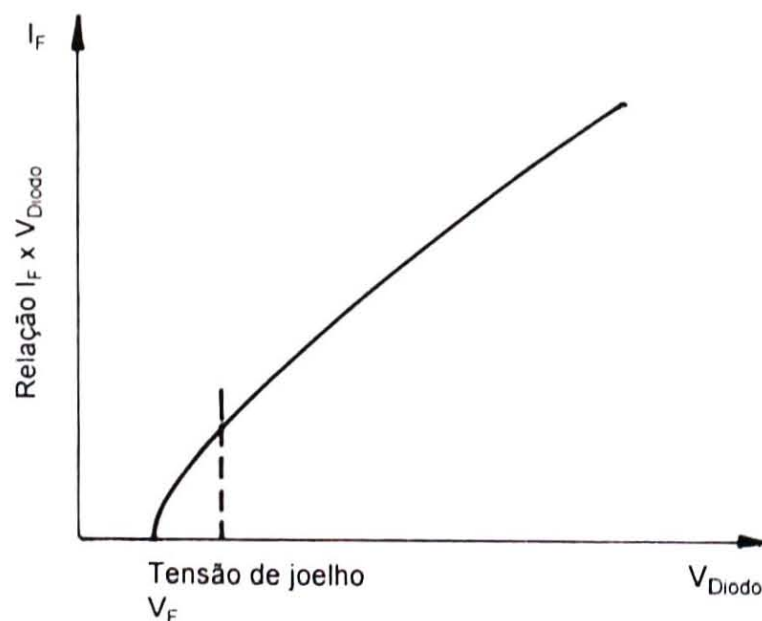


Fig. 50. Relação $(I_F)(V)$

gados; de sorte que, para evitar que IFSM seja superada nesse momento, o que destruiria o diodo, assim, devemos instalar um dispositivo limitador da corrente inicial; em alguns circuitos se coloca um capacitor de $01 \mu\text{f}$ em paralelo com o diodo, o qual absorve o pico de corrente inicial. Uma outra solução mais comum, consiste em colocar um resistor em série com o diodo. Neste caso, a própria resistência interna do transformador (se estiver sendo usado) poderá ser suficiente.

Na Fig. 51, ilustramos um gráfico que permite calcular o valor mínimo da resistência em série, em função da capacitância do filtro e da tensão elétrica alternada na entrada do retificador.

Sabendo-se o valor da tensão elétrica alternada na entrada do retificador, traça-se uma linha horizontal paralela à escala de resistência, que deverá partir do ponto (na escala de tensão elétrica) correspondente à tensão elétrica de entrada e interceptar a curva (correspondente) à capacitância de filtro. Neste ponto, baixamos uma perpendicular que irá interceptar a escala de resistência no valor mínimo necessário para a proteção do diodo. Este valor é igual à soma da resistência do secundário do transformador com um resistor

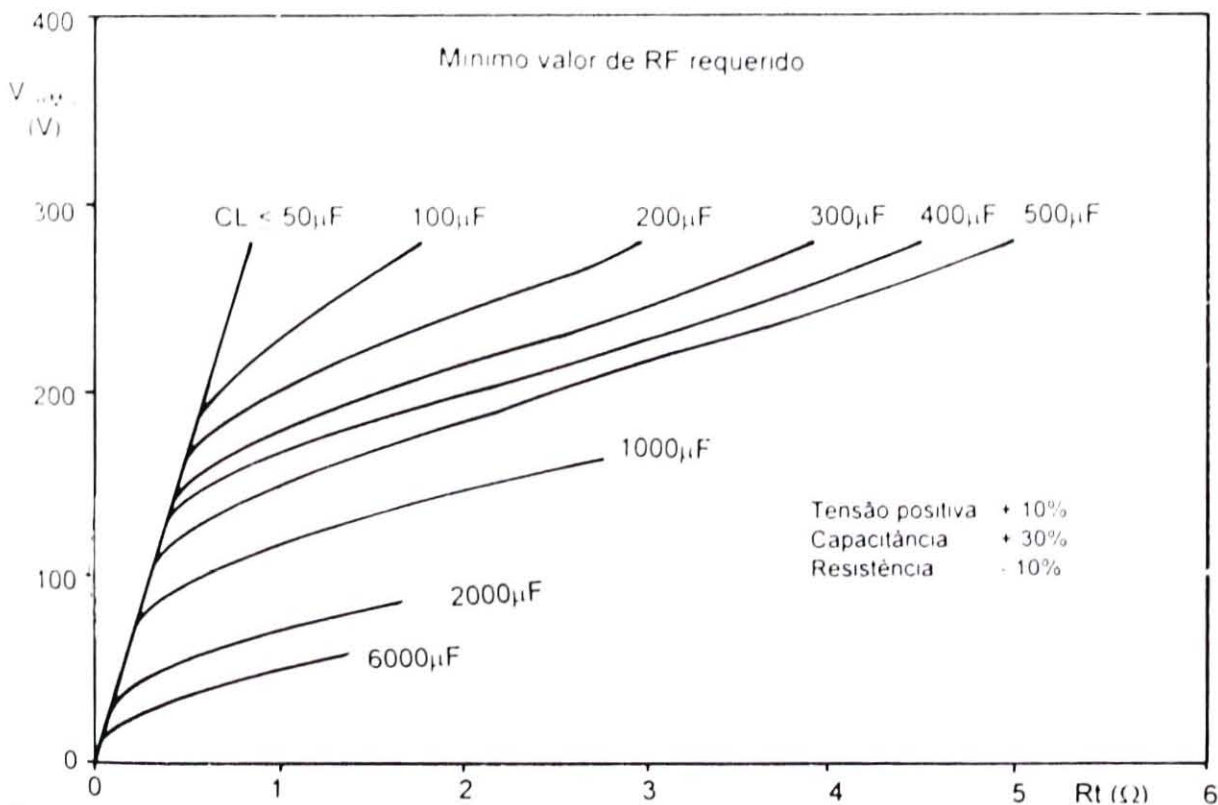


Fig. 51. Valor de resistência mínima

em série, que poderá acabar sendo desnecessário. Supondo que o valor encontrado seja de 10Ω (verifiquemos que o secundário do transformador oferece resistência de 15Ω). Neste caso, o diodo estará suficientemente protegido e se evitará perda de potência no resistor de proteção. Muitos fabricantes não são tão minuciosos em seus manuais de características, preferindo indicar apenas os dados fundamentais mais importantes a máxima tensão elétrica inversa e a máxima corrente direta a que o diodo pode ser submetido.

A falta de indicações sobre valores de pico repetitivos nos leva a adotar um fator de segurança durante o cálculo de uma fonte de alimentação, que é de usar diodos com capacidade pelo menos 1,5 vez a 2 vezes maior que a requerida pelos cálculos. Assim, se em uma fonte o diodo tiver que fornecer 0,5 A e suportar uma tensão elétrica inversa de 100 V, será prudente usarmos um diodo capaz de suportar pelo menos, 0,75 A e 150 V, caso não tenhamos mais informações sobre o dispositivo.

Os fabricantes de diodos, normalmente os produzem sob a forma de uma série, na maioria das vezes com encapsulamento igual, e IFM igual, diferindo uns dos outros apenas no que diz respeito a VRM. A grande maioria dos diodos retificadores existentes no comércio, para aparelhos eletrônicos, tem IF igual a 1A e VRM variando de 50 a 600 V ou pouco mais, que são valores suficientes para a esmagadora maioria de aplicações.

Para aplicações industriais têm sido desenvolvidos diodos com capacidade de corrente maior, que pode chegar a várias dezenas de Ampères.

As chamadas pontes retificadoras, consistem em quatro diodos montados em ponte, em um único invólucro. Tais pontes dispõem de quatro terminais, isto é, dois para a tensão elétrica AC normalmente assinalados pelo símbolo (\sim), o terminal positivo (+) e o terminal negativo (-).

Na Fig. 52, ilustramos o aspecto físico de uma ponte retificadora, do mesmo modo que os diodos isolados, são informadas suas limitações de corrente e de tensão elétrica alternada, entre os terminais próprios.

De acordo com a maneira que os diodos são montados, a tensão elétrica na saída do retificador será positiva ou negativa em relação à massa, ou terra. As pontes retificadoras, aliadas a um transforma-

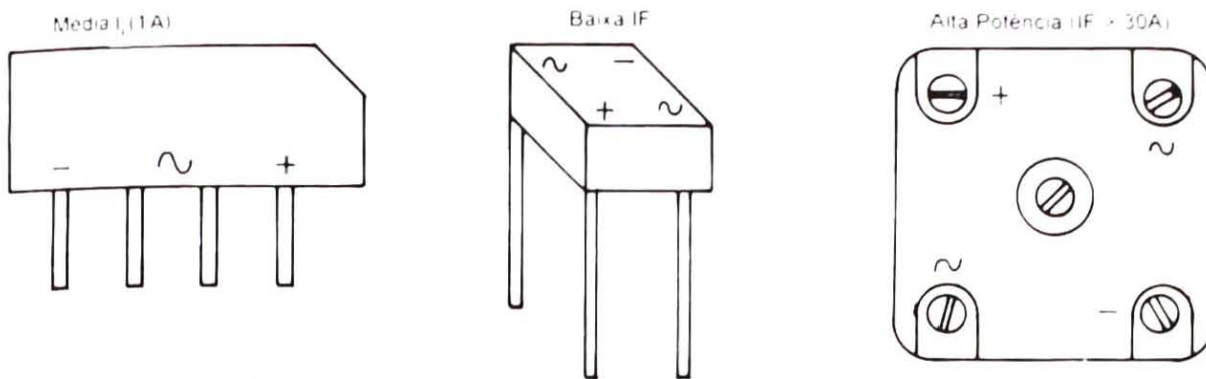


Fig. 52. Pontes retificadoras

Por meio de transformadores com enrolamento inversor de fase, permitem a montagem de retificadores simétricos em onda completa, que fornecem, de um lado, uma tensão elétrica positiva, e do outro, uma tensão elétrica negativa em relação à massa, ou terra. Esta solução é utilizada em aparelhos que exigem alimentação com tensões positivas e negativas em relação à massa ou linha de referência.

Na Fig. 53, ilustramos um circuito retificador e filtro simples simétrico. Circuitos como estes podem ser usados, por exemplo, para a alimentação de amplificadores operacionais.

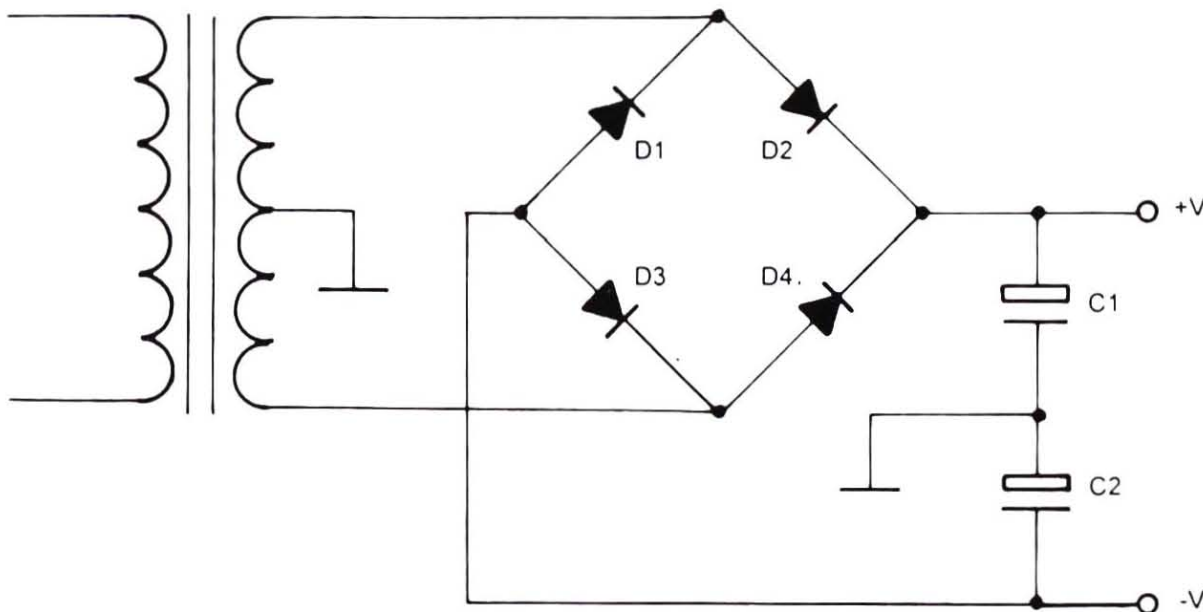


Fig. 53. Fonte simétrica

Projeto de retificadores

O circuito retificador, como vimos, tem importância fundamental em uma fonte de alimentação, e em seu projeto, deveremos impor a configuração a ser adotada (retificador em ponte, onda com-

pleta com inversor de fase, retificador de meia onda) e prever os valores de VR e IF a que serão submetidos os diodos e assim, escolher entre os diversos tipos de diodos disponíveis no comércio, aqueles cujas características atendem ao especificado. Uma boa política é a de estabelecer uma margem de segurança multiplicando por 1,5 os valores de IF e de VR requeridos, isto é, se em uma determinada posição necessitarmos de um diodo que suporte VR igual a 100 V e IF igual a 100 mA, procuraremos um tipo capaz de suportar 150 V e 150 mA. Desta forma, estaremos assegurando a confiabilidade do circuito.

Na Fig. 54 ilustramos os três tipos de retificadores ligados a um transformador de força:

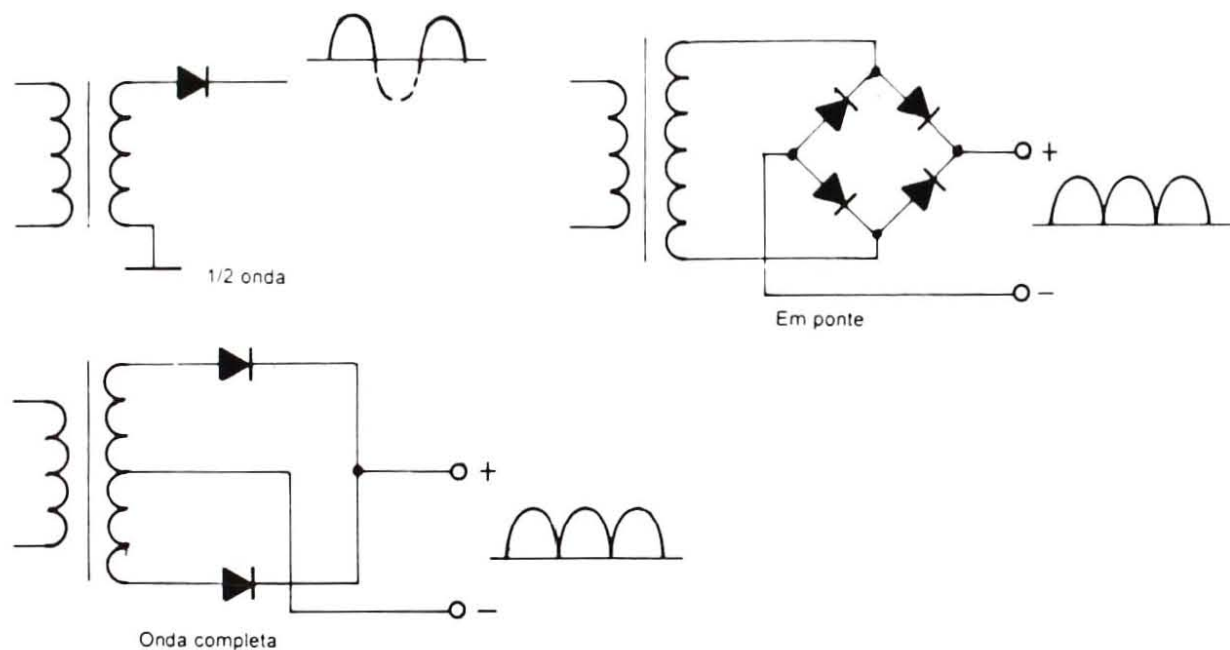


Fig. 54. Tipos de retificadores

Como sabemos, muitos aparelhos operam com tensão de alimentação chamada de +B ou Ebb ou VDC, da ordem de 110 V ou de 220 V. É o caso dos receptores de TV, por exemplo. Outros operam com tensões ainda mais elevadas, como é o caso dos aparelhos valvulados. A maioria dos aparelhos modernos, no entanto, opera com tensões de alimentação de no máximo, 12 V. Nestas condições, necessitaremos de transformadores de força para elevar a tensão, no caso de se exigir um +B superior a 220 V; e para baixar a tensão, no caso de se exigir um +B muito abaixo de 110 V. Os aparelhos que operam com 110 V podem usar um retificador de meia onda e retifi-

carem diretamente a CA entregue pela rede doméstica. No caso de 220 V, poderão retificar diretamente essa tensão, em localidades em que a rede doméstica for de 220 V, e usar um dobrador de tensão nas localidades em que a rede doméstica for de 110 V. No caso de televisores, é muito usada esta solução, ou seja, requer-se uma linha de +B de 220 V, e mediante uma chave, se forma ou se desfaz o dobrador de tensão, de acordo com a tensão disponível nas tomadas.

O cálculo do retificador deverá, portanto, ser feito totalmente em função do que for requerido pela carga, em termos de tensão e de corrente. Existem cargas que têm consumo constante, ou com pouca variação e cargas com consumo variável. Os amplificadores de áudio, por exemplo, têm um consumo bastante variável, sendo o consumo máximo ou de pico cerca de dez vezes mais elevado que o consumo mínimo ou de repouso; portanto, para calcularmos a fonte de alimentação, costumamos tomar como corrente de consumo a corrente média calculada, dividindo-se por π , o valor máximo ou de pico. Um fator que deve ser levado em conta é que o retificador é ligado a um circuito de filtro, que deverá eliminar o *ripple* ou a ondulação presente na saída do retificador. Como sabemos, na saída do retificador não temos uma corrente contínua, e sim uma corrente pulsante cuja frequência será igual à frequência da rede se a retificação for de meia onda; ou o dobro da frequência da rede se a retificação for em onda completa, seja lá qual for o tipo de retificador de onda completa que for utilizado.

Nestas condições, se o filtro for bem projetado poderá suprir o circuito com a corrente de pico durante os momentos de máximo consumo; e se carregar durante os momentos de consumo reduzido, o retificador conduzirá apenas a média entre esses dois valores, condição bastante confortável. Devido a isso, determinaram-se valores de conversão da corrente na entrada e na saída do retificador. No caso da retificação em meia onda, a corrente alternada é dada como sendo igual ao dobro da corrente contínua entregue à carga. No caso da retificação em ponte, a corrente alternada é igual a 1,6 da corrente consumida, sendo estes, os valores da corrente circulante pelos diodos. Para a retificação em onda completa, no entanto, a corrente circulante pelos diodos é igual à metade da corrente entregue à carga. Esses valores são médios, de maneira que deveremos multiplicá-los por um fator de correção que é igual a 0,79 para retificação em

onda completa, e 1,57 para retificação de meia onda, para obtermos o valor eficaz da AC do secundário que o transformador deverá fornecer.

No que diz respeito à VR, será igual à tensão de pico da AC, isto é, seu valor eficaz multiplicado por 1,414, para retificação em meia onda e em ponte. Para os retificadores em onda completa com inversor de fase, a tensão inversa sobre os diodos, quando no corte, será igual ao dobro da tensão de pico, isto é, multiplicamos a tensão eficaz entre cada braço do transformador e a derivação central por 2,828.

Pelo quadro acima, percebemos que a retificação em onda completa é favorável apenas quando as tensões a serem retificadas têm valor relativamente baixo. Para a retificação de tensões relativamente elevadas, a retificação em ponte e até mesmo a retificação de meia onda começam a se tornar vantajosas. O grande inconveniente do retificador em ponte é a exigência de um grande número de elementos retificadores que podem ser substituídos por uma ponte retificadora, que como dissemos antes, contém os quatro diodos dentro de um único invólucro.

Desta forma, podemos calcular os valores de IF (iguais a corrente média consumida pelo circuito) e de VR, e determinar os tipos de diodos capazes de suportarem o regime proposto.

O próximo passo será determinar a corrente de surto, no momento em que a alimentação for ligada e, assim, estabelecer dispositivos de segurança para os diodos, se isso for necessário.

Os dispositivos de segurança, como foi explanado anteriormente são: resistor limitador em série e capacitor em paralelo. Normalmente quando usamos transformador de força, a própria resistência interna do transformador se encarrega da proteção contra sobrecarga.

Diodos de referência

Os diodos de referência, também conhecidos como diodos Zenner ou estabilizadores, são diodos especialmente desenvolvidos com o objetivo de que apareçam entre seus terminais tensões com valor tão fixo quanto possível. Desta forma, fornecem uma tensão de referência através da qual outros circuitos poderão ser acionados.

O diodo Zenner, propriamente dito, funciona através do chamado Efeito Zenner. O pesquisador Clarence Zenner descobriu que, se aumentasse progressivamente a tensão inversa aplicada a uma junção PN, alcançaria um valor de tensão, que recebeu o nome de tensão de Zenner, representada por V_Z . Quando V_R fosse igual a V_Z , ocorreria a ruptura da barreira de potencial se estabelecendo uma corrente inversa, que circularia do material P para o N.

Zenner observou que desde que a junção sobrevivesse à avalanche, como é chamada a ruptura da barreira de potencial, a tensão elétrica entre os terminais do dispositivo se mantinha constante, contanto que a corrente inversa mantivesse um certo valor. Essa corrente inversa recebe o nome de corrente de Zenner e é representada por I_Z .

O efeito em questão foi aproveitado para a produção de diodos em que o valor de V_Z é cuidadosamente controlado e também é mantido com I_Z entre 5 e 10 mA. Os estabilizadores são diodos, cuja tensão V_F normalmente alcança valores superiores a 0,7 normais dos diodos de silício, de modo que, polarizados diretamente, também funcionam como diodos de referência, pois a tensão entre seus terminais se mantém constante.

Normalmente, para tensões entre 1 e 3 V, aproximadamente, se utilizam os estabilizadores. Dos 3 V em diante, empregam-se diodos Zenner para fornecer a tensão de referência.

Para os diodos Zenner, os fabricantes indicam o valor de V_Z típico e a tolerância (que pode ser de mais ou menos 5 ou 10% do valor nominal), a potência que o dispositivo pode dissipar, o tipo de encapsulamento e, em uma folha de informações mais completa, os valores de tensão máximo, mínimo e típico para corrente I_Z de 5 e de 10 mA. O valor mais usual para I_Z é de 10 mA, que garante um funcionamento seguro ao dispositivo. A potência dissipada é igual ao produto de V_Z por I_Z , sendo que os diodos Zenner mais comuns são dimensionados para dissipar 0,5 ou 1 Watt. Excepcionalmente, são produzidos, para fins industriais, diodos Zenner com capacidade de dissipação superior a esta.

Um outro dado de grande importância é o coeficiente de temperatura do diodo, que nos permite determinar quanto variará V_Z em função da temperatura. Normalmente, colocam-se diodos Zenner em série, ou um diodo retificador em série com um Zenner, a fim de compensar as variações de V_Z em função da temperatura, quando a

estabilidade da tensão for realmente crítica. Em circuitos onde pequenas flutuações forem toleradas, isso será dispensável.

No caso dos diodos Zenner da série BZX79, as tensões nominais (V_Z) vão de 4,7 a 75 V com tolerância de 2 ou 5% (letras B e C respectivamente). O coeficiente de temperatura é dado em milivolts por grau centígrado e varia de acordo com a tensão nominal de cada diodo. Estes diodos suportam uma corrente direta máxima, da ordem dos 250 mA e dissipação nominal de 400 mW no máximo, 500 mW (0,5 W).

Na Fig. 55, ilustramos o diagrama esquemático do circuito básico de funcionamento de um diodo Zenner. Como sabemos, estes diodos funcionam inversamente polarizados, isto é, com o cátodo mais positivo que o ânodo. A corrente de Zenner só circulará quando a tensão inversa alcançar o valor V_Z , se a tensão EBB tiver um valor muito baixo, o diodo não conduzirá inversamente.

Na Fig. 55, o resistor em série R_Z é calculado da seguinte forma:

$$R_Z = \frac{E_{BB} - V_Z}{I_Z}$$

Assim, se tivermos E_{BB} igual a 10 V e V_Z igual a 5 V, considerando-se I_Z como 5 mA, teremos para R_Z :

$$(10 - 5) / 0,005 = 5 / 0,005 = 1 \text{ k}\Omega$$

Os valores nominais de tensão de Zenner mais populares são: 4,7 V; 5,1 V; 5,6 V; 6,2 V; 6,8 V; 7,5 V; 8,2 V; 9,1 V; 10 V; 11 V; 12 V; 13 V; 15 V; 16 V; 18 V; 20 V; 22 V e 24 V. Estas tensões nominais são

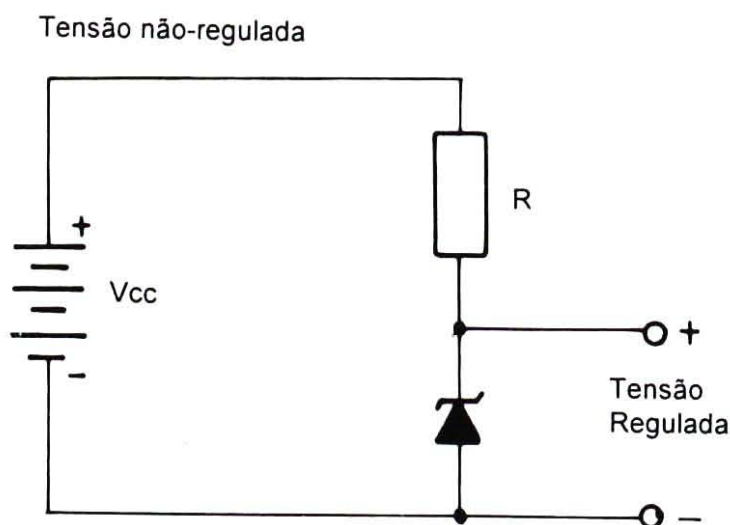


Fig. 55. Circuito básico para o diodo Zenner

normalmente indicadas da seguinte forma, por exemplo, para 4,7 V, anota-se 4V7 no corpo do diodo após a nomenclatura.

Caso necessitemos de algum valor de tensão para o qual não exista diodo Zenner apropriado, podemos colocar dois diodos em série. Assim, com um diodo de 5,1 e outro de 9,1 V, por exemplo, teremos VZ de 14,2 V nominais.

Os estabilizadores se apresentam com VF de 1,4 a 3,6 V, suportando VR máxima de 10 V. Estes diodos operam em polarização direta, muito embora tenham, em alguns casos, nomenclatura parecida com a dos diodos Zenner. Devemos tomar muito cuidado para evitar a inutilização do componente, submetendo-o a VR superior à máxima permitida.

No caso particular dos BZX75, suportam IFRM de 250 mA e dissipação de 0,4 W. Os coeficientes de temperatura são sempre negativos (quanto maior a temperatura, menor a tensão VF) e chegam ao máximo de 10 mV/°C para o BZX75C3V6, com tensão nominal de 3,6 V; isso para IF de 1 mA. Este coeficiente cai um pouco para IF de 10 mA.

Tanto os diodos Zenner como os estabilizadores devem ser submetidos sempre a tensões e correntes contínuas, caso seja necessário submetê-los a um componente alternado que se sobreponha à DC, deve-se cuidar para que não venham a ser destruídos por uma tensão inversa muito alta (estabilizadores), ou uma IF muito alta, no caso de Zenners momentaneamente em polarização direta.

Um detalhe interessante é que o diodo Zenner se comporta como qualquer outro diodo, quando submetido a uma AC cuja tensão de pico seja inferior a VZ. Outro ponto de interesse é que, quando vamos testar um diodo Zenner com multímetro (caso a bateria interna forneça uma tensão superior a VZ, o que é o caso de alguns multímetros), o instrumento indicará resistência baixa em qualquer sentido; o que normalmente é interpretado como junção em curto. Para ocorrer esse fenômeno, bastará que a bateria interna do multímetro seja de 9 V, e o diodo em teste tenha VZ de 8V2 para baixo. No caso dos estabilizadores, pode ocorrer fenômeno inverso: se o multímetro usar uma única pilha para a medida de resistência, e VF for igual a 3,6 V, por exemplo, o diodo não conduzirá e poderá dar a indicação de junção aberta.

Os diodos Zenner e estabilizadores normalmente são encapsulados em invólucro de vidro ou plástico. No caso de invólucro

cro de vidro é comum o emprego de faixa colorida que, mediante o código internacional de cores, indica a tensão nominal do dispositivo. Tal como nos diodos retificadores, uma faixa indica o terminal do cátodo.

Diodos emissores de luz

Os diodos emissores de luz, ou eletroluminescentes, são conhecidos popularmente como diodos LED, sendo esta sigla decorrente de *Light Emitting Diode* que quer dizer diodo emissor de luz. Estes diodos são construídos com materiais especiais, normalmente arseneto de gálio, que apresentam ao mesmo tempo propriedades semicondutoras e luminescentes.

O diodo LED é constituído por uma junção PN com as mesmas características básicas de uma junção PN de silício, porém quando a junção entra em condução, parte da energia é convertida em luz. Essa emissão luminosa se dá devido ao fato de que os elétrons dos átomos do material são forçados a mudarem de órbita. Quando um elétron salta de uma órbita para outra, é forçado a emitir energia para alcançar o nível energético de sua nova órbita e, nestas condições, a energia que ele descarta aparece na forma de luz. Alguns diodos LED emitem luz infra-vermelha invisível ao olho humano. Outros, emitem luz vermelha, amarela ou verde.

A utilidade principal dos diodos LED é na sinalização, substituindo as lâmpadas incandescentes na função de lâmpada piloto, indicando que um circuito está ativado, ou não. Normalmente operam em polarização direta, sendo portanto alimentados com corrente contínua. Para que funcionem corretamente, devem conduzir IF igual a 5 a 10 mA, aproximadamente.

A máxima IF a que podem ser submetidos é da ordem dos 100 mA, não sendo capazes de suportar VR de valor apreciavelmente alto, pelo que, quando são alimentados com AC, costuma-se colocar um diodo retificador em antiparalelo com a finalidade de entrar em condução nos semiciclos em que o LED estiver no corte, mantendo VR em valor suficientemente baixo para que a junção não se danifique.

Os diodos infra-vermelhos são usados como elemento transmissor em controles remotos; neste caso, no lugar de serem alimentados com DC, são alimentados com AC, produzindo um feixe de luz

invisível, modulada pela frequência do transmissor, e esse feixe atua como a onda portadora de rádio.

Os manuais de fabricantes informam os valores de I_F e V_R máximos a que os LEDs podem ser submetidos, além de uma informação sobre o ângulo de dispersão da luz emitida e o comprimento de onda da radiação luminosa. Estas informações interessam sobretudo no projeto de controles remotos por luz. Um detalhe interessante é que o valor de V_F varia de acordo com a cor do LED, que é como sabemos, dependente do material empregado. A tensão de limiar dos LEDs vermelhos é de 1,5 V, chegando a 1,8 V, nos LEDs amarelos. Os LEDs verdes têm tensão V_F de pouco menos de 3 V. Naturalmente, esses valores variam um pouco em função da temperatura e do tipo do diodo.

Na Fig. 56, ilustramos o modo clássico de polarizar e empregar os diodos LED. Como podemos observar, o sistema é semelhante àquele empregado nos diodos Zenner. O resistor em série deve derubar uma tensão igual à diferença entre o valor de E_{BB} e V_F do diodo. A corrente I_F deverá ser de 5 a 10 mA.

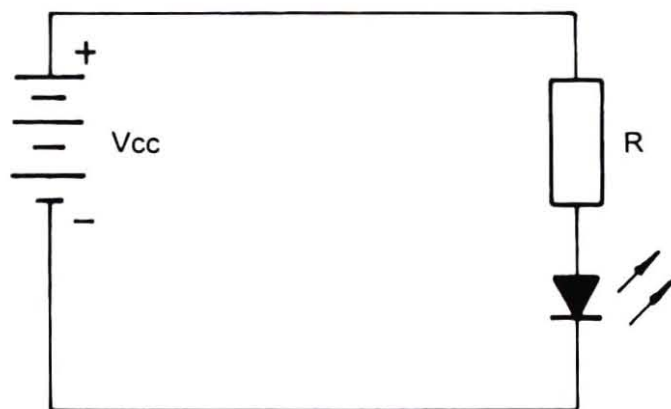


Fig. 56. Circuito básico para LED

Os LEDs, mecanicamente, têm a montagem clássica ilustrada na Fig. 57, ou seja, uma ogiva de material translúcido, na cor da radiação luminosa do LED (vermelho, verde ou amarelo, ou transparente, no caso de LEDs infra-vermelhos). Esta ogiva tem um pequeno chanfro em sua base para indicar o catodo. Como podemos observar na mesma figura, o catodo também pode ser indicado através do comprimento dos terminais. Alguns fabricantes adotam ambas as indicações simultaneamente, o que é útil, especialmente quando o LED é montado em circuito impresso, condição na qual terá seus terminais cortados, ficando com o mesmo tamanho.

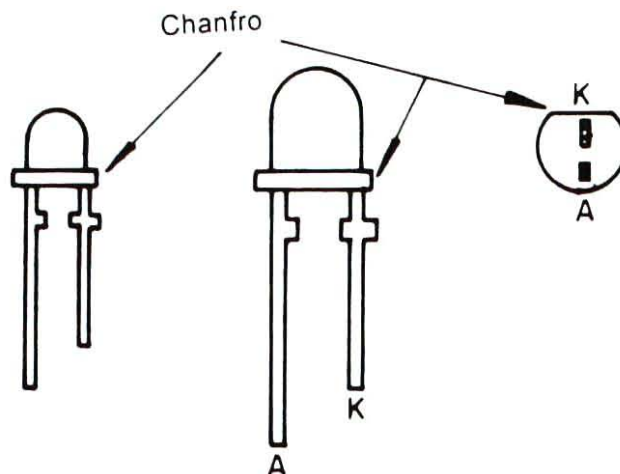


Fig. 57. Encapsulamentos de LED

Recentemente, apareceram diodos LED invólucros de diferentes formas, como cilíndrico, retangular e triangular para sinalização. Um outro desenvolvimento moderno é o LED bicolor, onde se alojam dois diodos LED em uma única cápsula, dotada de três terminais. O terminal de anodo ou catodo é comum a ambas as junções, sendo que uma, emite luz verde e a outra, luz amarela.

Na maior parte dos casos, os diodos LED são montados nos painéis dos aparelhos, para substituir as lâmpadas piloto. Neste caso, empregam-se soquetes de fixação, semelhantes aos antigos olhos-de-boi, onde se alojavam lâmpadas incandescentes, ou néon, com a mesma finalidade. Na Fig. 58, ilustramos duas versões de soquetes para painel, para diodos LED.

Um outro cuidado a ser tomado na montagem de diodos LED, é sua sensibilidade à temperatura. Um superaquecimento durante a soldagem, pode inutilizar o diodo, pelo que, a soldagem deve ser feita com ferro de baixa potência, o mais rapidamente possível e deixando os terminais tão longos quanto possível. O uso de um dissipador térmico durante a soldagem também é interessante, assegurando, assim, a integridade do dispositivo.

Imperfeições durante a produção fazem com que alguns LEDs conduzam em qualquer direção a emissão de luz tanto na polarização direta como na polarização inversa, o que é uma exceção.

Diodos rápidos

Os diodos que estudamos até o momento operam em baixa frequência ou em DC, porém em várias situações, necessitamos de diodos

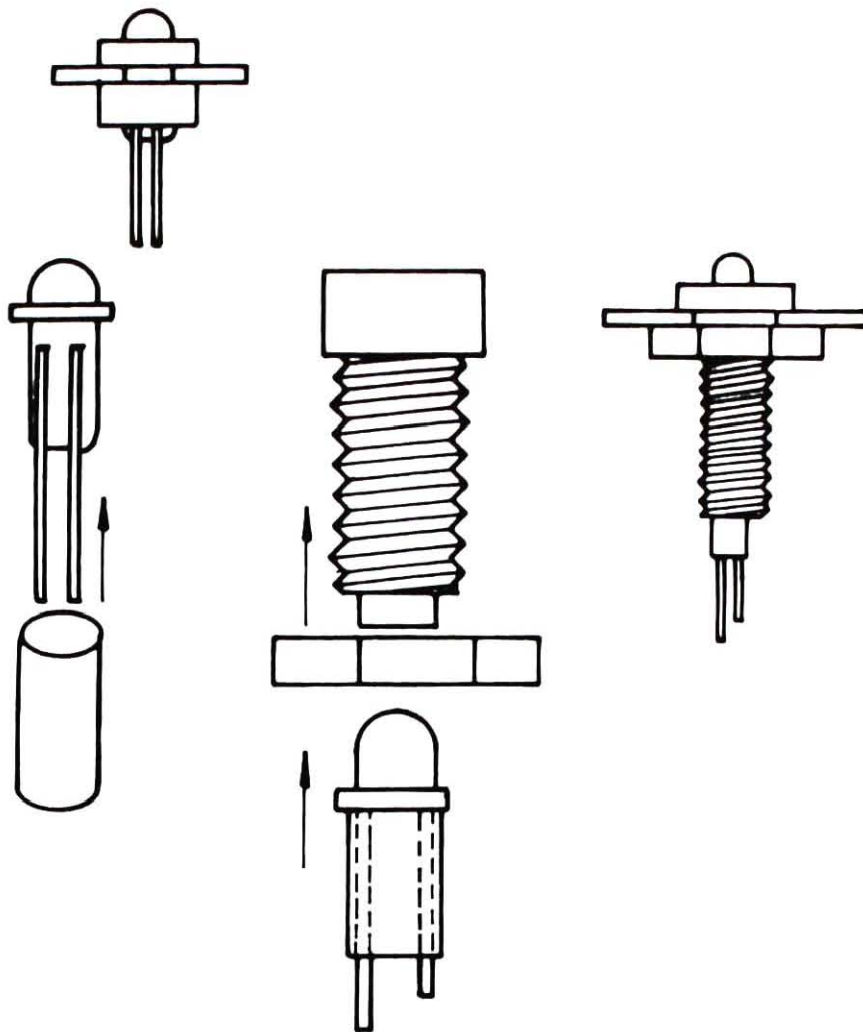


Fig. 58. Soquetes para painel

capazes de retificarem AC de freqüência consideravelmente elevada, como sucede, por exemplo, nos demoduladores de receptores AM e FM. Um passo importante na demodulação é a retificação da portadora, que pode ter freqüência de vários MHz. O diodo para tal fim, deve apresentar uma série de características importantes, que são: baixa capacitância, quando inversamente polarizado, e tempos de recuperação extremamente curtos, permitindo que o diodo entre em condução, assim que estiver diretamente polarizado. Caso o tempo de recuperação seja muito longo, corre-se o risco de que o diodo não tenha entrado ainda em condução e já se veja novamente na polarização inversa, com o que a retificação será muito deficiente. Uma elevada capacitância interna por outro lado, permitirá que a AC circule livremente através do diodo, como se fosse um capacitor.

O tempo de recuperação, e se a recuperação é suave ou abrupta, é de grande interesse durante a elaboração de projetos. Uma recuperação suave, por exemplo, evita o aparecimento de transientes

de tensão, especialmente quando o diodo estiver ligado a cargas indutivas. No caso de diodos de proteção, será interessante que entrem em condução o mais rapidamente possível, evitando que apareçam picos de tensão inversa elevados sobre os componentes a serem protegidos.

O primeiro tipo de diodo rápido que analisaremos será o diodo detector ou demodulador. Estes diodos, tradicionalmente, são de ponto de contato feitos de germânio, ou seja, sobre um fragmento de cristal de germânio dopado de forma a ser N, onde se aplica um filamento metálico, chamado de bigode-de-gato. Este filamento é soldado ao germânio, fazendo-se passar pelo conjunto uma corrente relativamente elevada e, devido à soldagem, se forma em redor do filamento uma região de material P. Desta forma, se estabelece a junção PN e o conjunto passa a funcionar como um diodo.

Os diodos de germânio apresentam tensão de limiar (V_F) bastante baixa, da ordem de 0,2 V, o que permite-lhes retificarem AC de nível bastante reduzido. Mesmo assim, para assegurar a linearidade da demodulação, no caso de receptores AM, costuma-se aplicar aos diodos uma pré-polarização, forçando-os a entrarem em condução através da aplicação de uma tensão contínua. Quando a RF se sobre põe à DC, a corrente através do diodo sofre variações e, na saída do circuito, temos uma tensão contínua igual à soma algébrica entre a RF e a tensão de polarização. Como essa tensão varia rapidamente, assume a forma do sinal de áudio que, originalmente, modulou a portadora. Na Fig. 59, ilustramos o diodo de ponto de contato, mostrando assim, seu aspecto físico.

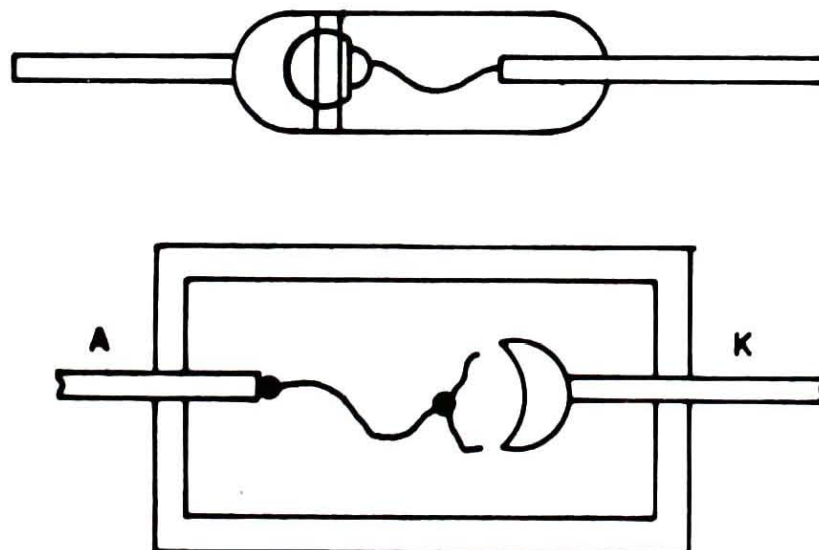


Fig. 59. Diodo de ponto de contato

O diodo AA119, conforme exemplo apresentado, tem as seguintes características: VRM 30 V, VRRM 45 V, IFM 35 mA, IFRM 100 mA e VF menor que 0,3 V. O valor de VF é função de IF e da temperatura, de modo que são publicadas, no manual de características, as curvas IF.VF para 60°C e para 25°C. Em condições normais de operação, a corrente direta é inferior a 1 mA, podendo ser de uns poucos microampères, apenas.

Sob a denominação de diodos de sinal ou diodos para uso geral, são produzidos diodos de silício para valores relativamente baixos de VR e IF, que apresentam tempos de recuperação extremamente reduzidos, da ordem dos 4 ns. Estes diodos, como o BA317, por exemplo, são diodos de junção produzidos pela técnica planar-epitaxial. Podem ser usados para retificar AC de frequência bastante elevada, como RF em medidores, por exemplo; sendo que, devido à sua reduzida capacidade de suportar tensão inversa e corrente direta, só podem ser usados em posições onde a AC tiver nível relativamente reduzido. Estes diodos também são usados como elemento de compensação térmica, associados a transistores ou diodos Zenner.

Os diodos de recuperação suave ou lenta são produzidos pela técnica da dupla difusão. Caracterizam-se por tempos de recuperação mais longos, 100 ou mais ns, além de uma curva de recuperação exponencial, como vemos na Fig. 60.

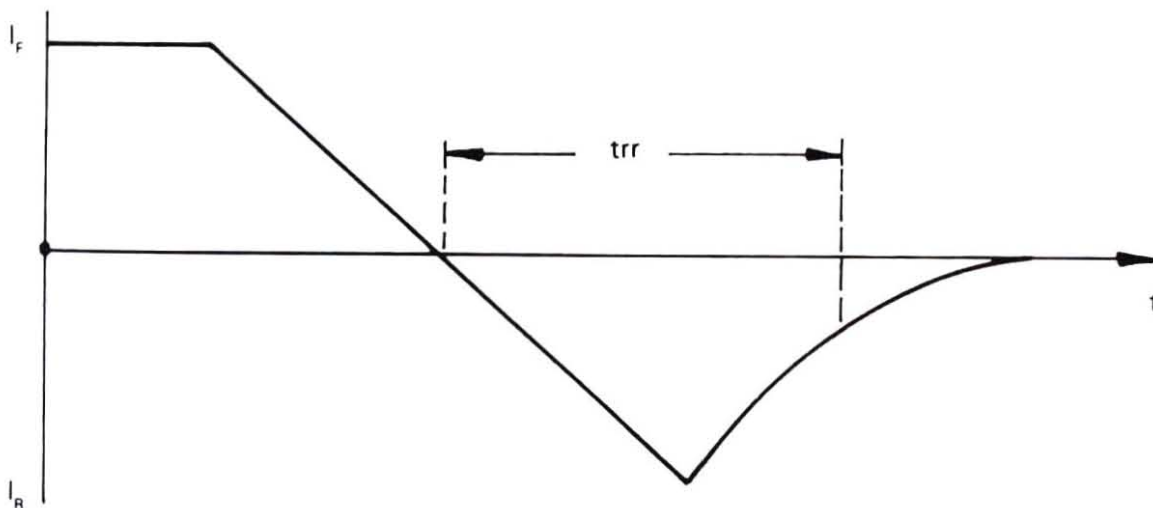


Fig. 60. Curva de recuperação

Em um diodo de junção ideal, a recuperação seria imediata, isto é, no momento em que a tensão VF entre os terminais fosse igual à tensão de limiar do material, o diodo entraria em condução. De igual modo, o corte deveria ser imediato, cessando a condução no

exato momento em que VF cair abaixo do valor de limiar. Em muitas aplicações isso seria ótimo, mas em outras, causa problemas. Um exemplo típico encontramos nas fontes de alimentação para televisão. A tendência atual é a de aproveitar a energia do retorno do feixe horizontal, não apenas para a geração de MAT, mas também para alimentar os demais estágios, mediante derivações próprias do TSH. Obviamente, a AC a ser retificada tem a frequência de varredura horizontal, que é de 15.750 Hz no padrão M. Um diodo retificador comum mostra-se relativamente pouco eficiente a uma frequência tão elevada, pois devido ao longo tempo de recuperação, quando vem a entrar em condução, o ciclo está quase na metade. Um diodo rápido aproveita quase integralmente o meio ciclo de condução, porém suas entradas e saídas de condução funcionam como um capacitor carregando-se e descarregando-se em paralelo com o enrolamento do TSH. Em baixa frequência, isso não tem a menor importância, mas a 15 kHz, transições rápidas produzem pulsos de tensão que podem induzir tensões e correntes consideravelmente altas e bastante indesejáveis nos demais enrolamentos, perturbando o funcionamento da etapa.

Os diodos de recuperação suave entram em condução mais rapidamente que os diodos retificadores convencionais, porém essa entrada é feita de modo gradual, de maneira que não produzem transientes nos enrolamentos do TSH.

Na prática, talvez possamos utilizar um diodo rápido em uma posição para a qual se havia destinado um diodo de recuperação suave, sem que observemos nenhuma anomalia no funcionamento do circuito, porém esse procedimento compromete a segurança do dispositivo .

Além dos diodos aqui descritos, existem outros tipos adequados para frequências muito elevadas. Como seu uso é restrito a aplicações muito específicas, não os descreveremos aqui.

Transistor bipolar

O transistor bipolar recebe este nome em virtude de ser constituído por duas junções PN, em oposição aos transistores unijunção e de efeito de campo, que estudaremos a seguir.

Tal como fizemos no estudo dos diodos, analisaremos superficialmente o princípio de funcionamento dos transistores. Na Fig. 61 ilustramos a representação clássica de um transistor.

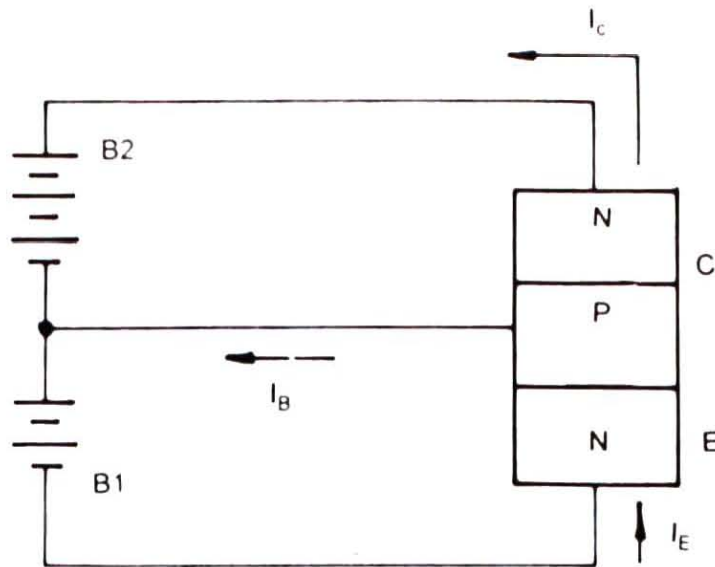


Fig. 61. Representação clássica de um transistor

Como podemos observar na Fig. 61, o corpo do transistor é dividido em três partes ou regiões, cada uma das quais devidamente dopada, sendo que no exemplo acima, temos duas regiões N separadas por uma região P. O transistor em questão, devido à estrutura que apresenta, recebe o nome de NPN, as regiões N recebem os nomes de coletor e emissor, e a região P, que as separa, recebe o nome de base. Na prática, toma-se uma pastilha de silício e se fazem sucessivas dopagens, de modo a se formarem as regiões da base, emissor e coletor, sendo que as formas físicas destas regiões (a chamada geometria do transistor) são dimensionadas, tendo em vista a finalidade específica de cada tipo de transistor bipolar. Feita essa ressalva, retornemos à Fig. 62 e observemos que mediante a bateria B1, polarizamos diretamente uma das junções, mais precisamente a junção base-emissor. Assumindo-se que a tensão de B1 seja igual a 0,6 V, a junção base-emissor entrará em condução. Paralelamente B2 está ligada entre a base e o coletor, porém, polarizando inversamente esta última junção. Nestas condições, forma-se uma barreira de potencial ou zona desértica entre a base e o coletor.

Um outro ponto digno de nota é o fato de que, devido às suas ligações, B1 e B2 acabam ficando em série, de modo que aparece um potencial entre coletor e emissor, que é igual à soma das tensões B1 e B2. Sendo a região de base estreita, com a formação da zona desértica, estreita-se ainda mais e paralelamente os elétrons, introduzidos na base pelo emissor sentem-se atraídos pelo campo eletrostático formado entre coletor e emissor, sendo a base estreita,

como dissemos antes, a zona desértica é frágil e os elétrons injetados pelo emissor acabam invadindo o coletor em proporção muito maior do que os que se deslocam pela base em direção ao positivo de B1.

A corrente que circula entre o emissor e a base recebe o nome de corrente de base e é representada por I_B . A corrente que sai do coletor ou que se estabelece entre emissor e coletor é chamada de corrente de coletor, sendo representada por I_C . A corrente que entra no emissor é chamada de corrente de emissor e é representada por I_E . A relação I_C/I_B nos dá o ganho de corrente do transistor.

Quando do estudo dos diodos, vimos que na junção PN é dissipada uma potência que é igual a $V_F \cdot I_F$. Da mesma forma nos transistores são dissipadas duas potências, sendo que uma é a potência de base, igual ao produto $V_{BE} \cdot I_B$ e a outra é a potência de coletor, igual ao produto $V_{CE} \cdot I_C$. Esta última é muito maior que a primeira, e por ser muito reduzida, normalmente não é sequer mencionada.

A potência dissipada no transistor é convertida em calor, sendo que os transistores, tal como os diodos, têm limitações quanto à temperatura. Tal como sucede com os diodos, os transistores de silício suportam no máximo 150°C . Uns poucos tipos podem suportar até 200°C .

Nesta altura, convém dizer que na literatura técnica em geral, o corpo do transistor recebe o nome de junção, muito embora contenha duas junções. Para evitar confusão e contradição com a literatura técnica, especialmente os manuais dos fabricantes, doravante ao nos referirmos à pastilha que contém coletor, emissor e base, chamaremos de junção.

A temperatura máxima a que o transistor pode ser submetido é chamada de máxima temperatura da junção, sendo representada por T_j . Entre a junção e o ar ambiente, existe o invólucro e outros dispositivos. Dispositivos estes que impedem, em parte, uma livre irradiação de calor. A diferença entre a temperatura na junção e no exterior ou em outro ponto chamamos de resistência térmica, que é representada por T_{rh} , indicando-se em minúsculas os pontos em consideração (j = junção, c = invólucro, mb = base de montagem, a = ar).

Na Fig. 62, ilustramos um circuito básico com um transistor NPN, que nos permite estudar a polarização de um transistor.

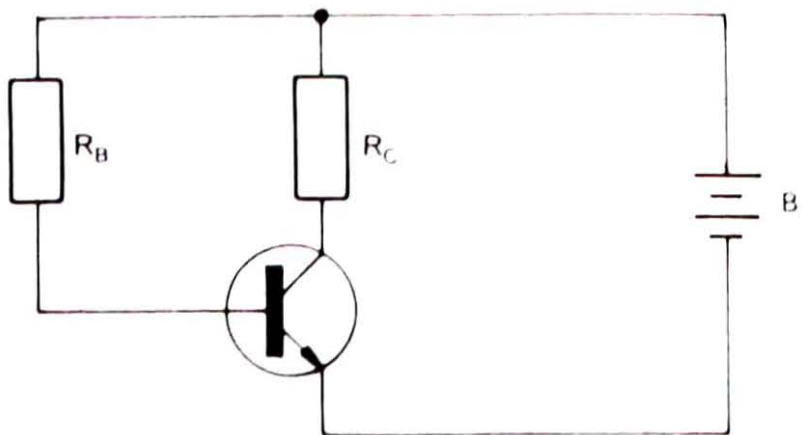


Fig. 62. Circuito básico de um transistor NPN

Como vimos antes, as junções base-emissor e base-coletor devem ser polarizadas diretamente e inversamente, sendo que no final das contas, os potenciais V_{BE} e V_{CB} se somam, totalizando V_{CE} ; ou seja, em um transistor NPN, como é o caso da Fig. 62, tanto a base como o coletor são positivos em relação ao emissor. Desta forma, é possível polarizarmos o coletor e base de um transistor usando uma única bateria, desde que mediante divisores de tensão, apliquemos a cada eletrodo o potencial adequado. Durante a polarização de um transistor, o primeiro ponto a ser considerado será sua corrente de repouso, ou corrente quiescente. Mais adiante, analisaremos os critérios mediante os quais se estabelece o valor mais conveniente para I_C . Uma vez estipulado o valor de I_C , conhecendo-se o ganho de corrente do transistor, determinamos o valor de I_B necessário para que obtenhamos I_C desejado. Feito isso, podemos partir para o cálculo dos elementos de polarização propriamente ditos.

No caso da Fig. 62, assumimos que a bateria tem 6 V (quatro pilhas em série), que é um valor comum para a alimentação de circuitos transistorizados. Como o emissor está ligado diretamente ao negativo da bateria, e entre base e emissor deve se desenvolver uma tensão de 0,6 V, segue-se que o resistor R_B deverá derrubar os 5,4 V restantes, ou seja,

$$E_{RB} = E_{CC} - E_{BE}$$

(nesta equação representamos a tensão por E). Determinando-se a tensão sobre R_B , podemos determinar o valor de R_B recorrendo à Lei de Ohm e fazendo a equação mais completa, pode-se escrever:

$$R_B = (E_{CC} - E_{BE})/I_B$$

Se dermos E_{CC} e E_{BB} em Volts e I_B em miliAmperes, R_B será dado em $K\Omega$. Em algumas aplicações, é conveniente que a tensão V_{CE} seja igual à metade da tensão da bateria. Assim, no caso do exemplo da Fig. 62, a tensão V_{CE} seria igual a 3 V. O resistor de carga do coletor R_C será determinado também, de acordo com a Lei de Ohm:

$$R_C = E_{CC} - E_{CE}/I_C$$

Se no exemplo em questão, fizermos I_C igual a 1 mA, E_{CC} igual a 6 V e E_{CE} igual a 3 V, restará 3 V sobre R_C . Assim,

$$R_C = 3 \text{ V}/1 \text{ mA} = 3 \text{ K}\Omega$$

Se o ganho de corrente for igual a 100, para I_B teríamos 1 mA/100, que é igual a 0,01 mA ou 10 μ A. Logo, a queda de tensão em R_B será igual a 5,4 V e determinamos o valor de R_B fazendo $5,4/0,01 = 540 \text{ K}\Omega$.

Na Fig. 63, ilustramos os circuitos básicos, que são utilizados com vistas à obtenção de uma maior estabilidade na corrente do coletor.

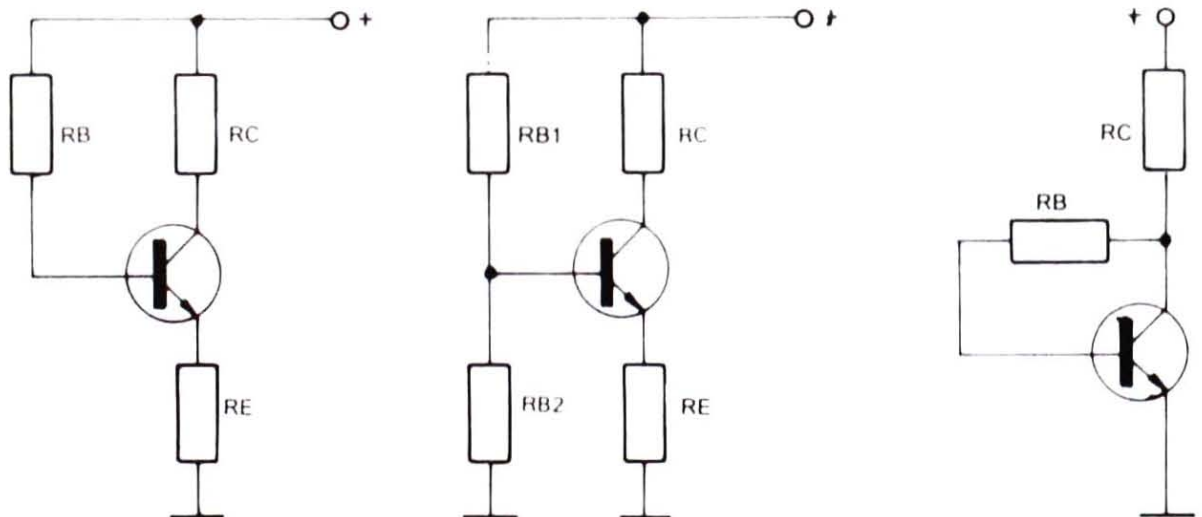


Fig. 63. Circuitos básicos para melhor estabilidade de I_C

No primeiro caso, simplesmente acrescentamos um resistor entre emissor e a linha de -B. É o resistor de emissor, representado por R_E . Como é natural, estando o transistor em operação, circulará por R_E toda a corrente de emissor e conseqüentemente se desenvolverá em R_E uma tensão igual a $R_E \cdot I_E$. Veremos que a tensão desenvolvida entre os terminais de R_E ficará em série com V_{BE} e também com a tensão desenvolvida entre os terminais de R_B . Nestas condições, tomando os valores do exemplo anterior, que davam para I_C o

valor de 1 mA, e considerando-se RE como sendo de 1000 Ohms, segue-se que IE é praticamente igual a IC (na verdade, 1,01 mA), de modo que a tensão entre os terminais de RE será de 1 V. A este Volt, somemos os 0,6 V de VBE, de modo que a diferença de potencial entre a base e a massa, será de 1,6 V. Assim, a queda de tensão em RB não deverá ser de 5,4 V, como era no circuito da Fig. 62, mas sim de $6 - 1,6 \text{ V} = 4,4 \text{ V}$; ou seja, o Volt que apareceu entre os terminais de RE foi retirado da tensão a ser derrubada por RB, já que a soma das quedas de tensão em RE, RB e na junção não poderá superar os 6 V da bateria segundo a Lei de Kirchoff.

Supondo-se que a corrente de emissor varie por qualquer motivo, digamos para menos, sucederá que a queda de tensão entre os terminais de RE também será afetada por essa variação. Assim, ocorrendo uma diminuição do ganho de corrente, IC diminuirá e a tensão entre os terminais de RE não será mais de 1 V, poderá cair para 0,8 V.

A tensão entre os terminais da junção base-emissor, permanece praticamente constante em 0,6 V; de modo que somará agora, 1,4 V no lugar dos 1,6 V anteriores. Com isso, a queda de tensão entre os terminais de RB passará a ser de 4,6 V, ou seja, aumentará os 0,2 V que foram retirados de RE. Ora, segundo a Lei de Ohm, esse aumento de tensão em RB implica em aumento diretamente proporcional da corrente que circula por RB, que é IB. Assim, aumentará a corrente de base e conseqüentemente a corrente de coletor aumentará de novo, até que o circuito volte a se equilibrar novamente.

Em sentido inverso, supondo-se que o ganho de corrente aumentasse, devido ao aumento de IC e IE, a queda de tensão em RE aumentaria. Já vimos que qualquer variação da tensão em RE é transportada para RB, só que com sinal contrário, isto é, se a tensão em RE diminuir 0,1 V, a tensão em RB aumentará esses mesmos 0,1 V; se a tensão em RE aumentar 0,1 V, esse mesmo valor de tensão será subtraído da tensão entre os terminais de RB, para que a soma das quedas de tensão continue a totalizar 6 V. Assim, com um aumento da tensão em RE, a corrente de base será obrigada a diminuir, o que compensará o aumento do ganho de corrente.

Desta forma, as variações de temperatura são compensadas automaticamente. A queda de tensão entre os terminais de RE, via de regra, é limitada a 10% da tensão de alimentação, para evitar perdas desnecessárias de energia.

O segundo circuito é um pouco mais complexo. No lugar de um resistor de polarização de base, a polarização é feita por meio de um divisor de tensão. Tomando-se os valores do exemplo anterior, bastaria fazermos um divisor de tensão, de tal modo que a tensão sobre RB2 fosse de 1,6 V, ou seja, igual à soma das tensões VBE e sobre os terminais de RE. O funcionamento é exatamente igual ao circuito anterior; o divisor de tensão amarra o potencial entre a base e a massa, de tal modo que as alterações de tensão entre os terminais de RE se refletem imediatamente na corrente de base e, por conseguinte, na corrente de coletor. A corrente que circula por RB1/RB2 deve ser de cinco a dez vezes maior que a corrente de base, ou seja, dentro dos valores até agora adotados, como exemplo, de 0,05 a 0,1 mA, para IB igual a 0,01 mA.

O terceiro circuito toma, para a polarização de base, a tensão entre o coletor e massa. Neste caso, dando-se para VCE 3 V, a queda de tensão entre os terminais de RB será de $3 - 0,6 \text{ V} = 2,4 \text{ V}$; que é a tensão entre coletor e base. O cálculo de RB será exatamente igual àquele que foi feito antes. Quanto ao funcionamento do circuito, é bastante evidente. Se ocorrer uma redução de IC, a tensão VCE aumenta e conseqüentemente a queda de tensão entre os terminais de RB. No sentido inverso, um aumento de IC reduzirá a tensão entre os terminais de RB, sendo que a corrente de base será influenciada por essas variações da forma já vista antes.

Nestes exemplos, utilizamos apenas transistor NPN. Porém, tudo o que foi dito até agora para os NPN vale para os PNP, devendo-se apenas inverter as polaridades da bateria, ou seja, o emissor do PNP deve ser ligado ao positivo da bateria, e sua base deve ser mais negativa que o emissor. Da mesma forma, o coletor de um transistor PNP deve ser mais negativo que a base e o emissor. Na Fig. 64 ilustramos a polarização de um transistor PNP.

Outros métodos de compensação térmica incluem o emprego de resistores especiais, os NTC ou PTC, cujo valor ôhmico se altera com a temperatura, bem como o emprego de diodos. Os diodos, como sabemos, têm sua condução influenciada pela temperatura, de modo que, se substituíssemos RB2 na Fig. 63 por diodos, o efeito de estabilização seria aumentado.

Antes, havíamos dito também que o ganho de corrente de um transistor é influenciado por outros fatores, além da temperatura. Com efeito, o ganho de corrente pode ser alterado pelo próprio valor

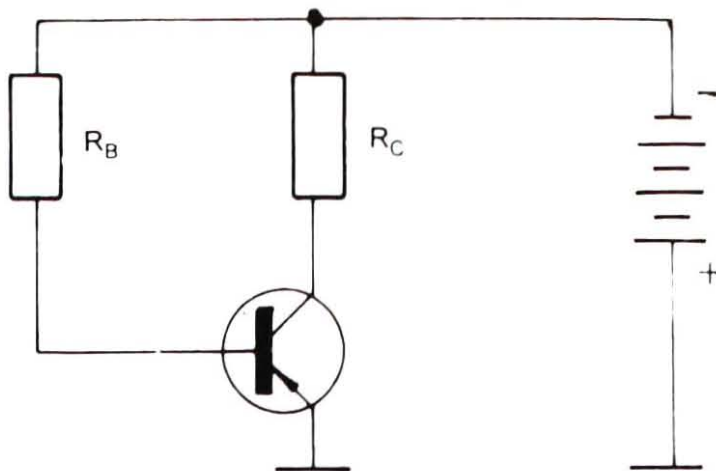


Fig. 64. Circuito básico de um transistor PNP

da corrente de coletor, bem como pela tensão VCE. Devido a isso, publicam-se em manuais de características bastante completos as famílias de curvas que permitem relacionar I_C , I_B e VCE. Na Fig. 65, ilustramos as curvas de característica de um transistor.

Como podemos observar, para um valor muito baixo de VCE, a corrente de coletor não é muito influenciada por I_B , de forma que as curvas apresentam uma região de cotovelo, que é chamada de joelho da curva.

A tensão correspondente a esse ponto é denominada de tensão de joelho e tem muita importância, pois para os valores de VCE acima deste ponto, I_C dependerá, basicamente, de I_B . Ademais, em condição de máxima condução, existe uma tensão mínima chamada de tensão de saturação (V_{CEsat}), na qual a corrente de coletor não aumenta, ainda que a corrente de base seja aumentada. Quando um transistor está nestas condições, dizemos que está saturado. Em oposição a esta situação, quando I_C é igual a zero, dizemos que o transistor está cortado, ou no corte.

Seria desejável que um transistor entrasse no corte, assim que I_B se anulasse. Porém, decorre um certo lapso de tempo para que I_C cesse de circular, que é o denominado tempo de corte, representado por t_{off} . Da mesma forma, entre o momento em que se inicia a condução da junção base-emissor e o momento em que se estabelece a corrente de coletor, decorre um outro período que é chamado de tempo de condução, representado por t_{on} .

Devido a isso, quando o transistor está saturado e a corrente de base é cortada, decorre um certo tempo para que VCE saia do

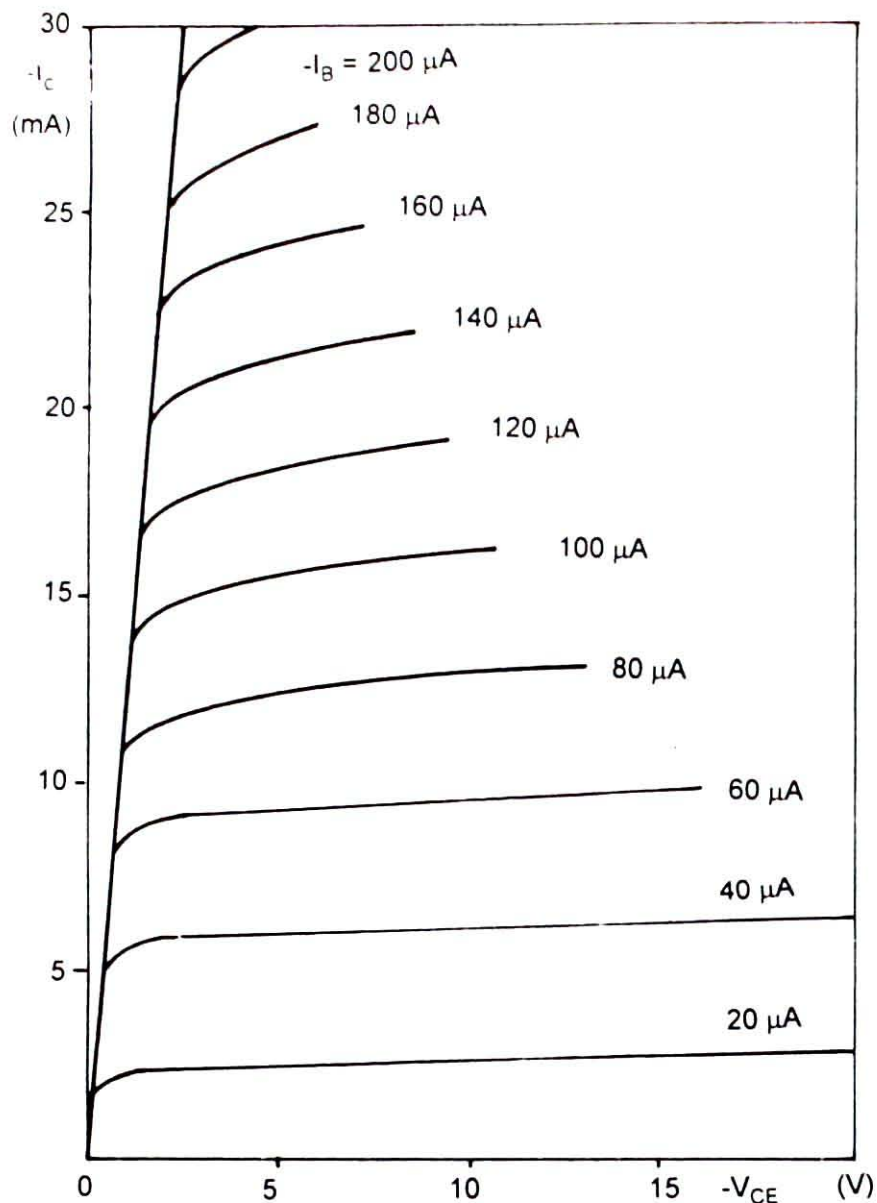


Fig. 65. Curva característica de um transistor

valor mínimo (V_{CEsat}), para assumir o máximo, praticamente igual à tensão da fonte. Esse é o tempo de subida. Estes tempos são muito importantes quando se emprega um transistor como comutador.

Os transistores apresentam o chamado ganho de corrente, mediante o qual pode-se realizar uma amplificação de corrente contínua, ou seja, mediante uma pequena variação da corrente da base, obtemos uma variação considerável da corrente de coletor. Na prática, pode-se usar um transistor como se fosse um reostato, como vemos na Fig. 66.

No circuito em questão, mediante o potenciômetro P1, controlamos a corrente de base e conseqüentemente a corrente de coletor

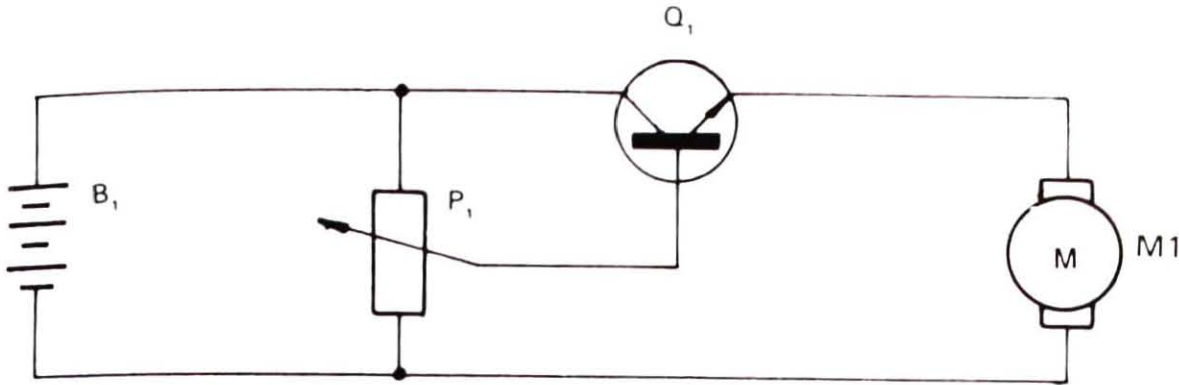


Fig. 66. Transistor como reostato

do transistor, sendo que o motor M1 é alimentado através do coletor do transistor, de forma que, aumentando-se a corrente de base, aumenta-se a corrente de coletor e conseqüentemente a corrente no motor e sua rotação. Em sentido inverso, podemos reduzir a velocidade de rotação do motor, reduzindo a corrente do transistor.

O princípio acima pode ser aplicado para a amplificação de um sinal. Antes de mais nada, convém dizer que entendemos como sinal, uma variação de corrente ou de tensão que contenha algum significado. Um exemplo de sinal, é a tensão alternada que se obtém entre os terminais de um microfone. Tensão esta que tem a mesma forma de onda e freqüência, das ondas sonoras captadas pelo microfone. Essa CA sendo devidamente amplificada poderá ser aplicada a um alto-falante, que a converterá novamente em ondas sonoras; permitindo-nos assim, ouvir o som originalmente captado pelo microfone. Esta CA recebe o nome de sinal de áudio, uma vez que tem a freqüência e forma de onda de uma onda sonora.

Na Fig. 67, ilustramos um circuito amplificador simples. O microfone está ligado à base do transistor através de um capacitor (C1). O capacitor, como sabemos, não permite a circulação da DC, mas sim da CA. Desta forma, o microfone não influirá na polarização de base do transistor, porém o sinal de áudio que se formar nele será transferido à base, onde irá se somar à tensão VBE.

Neste momento, ocorre uma soma algébrica. A soma algébrica como sabemos, é a soma de termos afetados pelos sinais + e -. Nesta soma o resultado é igual à soma dos termos que tenham o mesmo sinal, e à diferença, entre os que tenham sinais opostos, dando-se ao resultado, o sinal do termo de maior valor. A tensão VBE, no caso da Fig. 67, daremos o sinal +, pois o transistor é NPN. Assim, a tensão entregue pelo microfone será + em um semiciclo, e no semiciclo

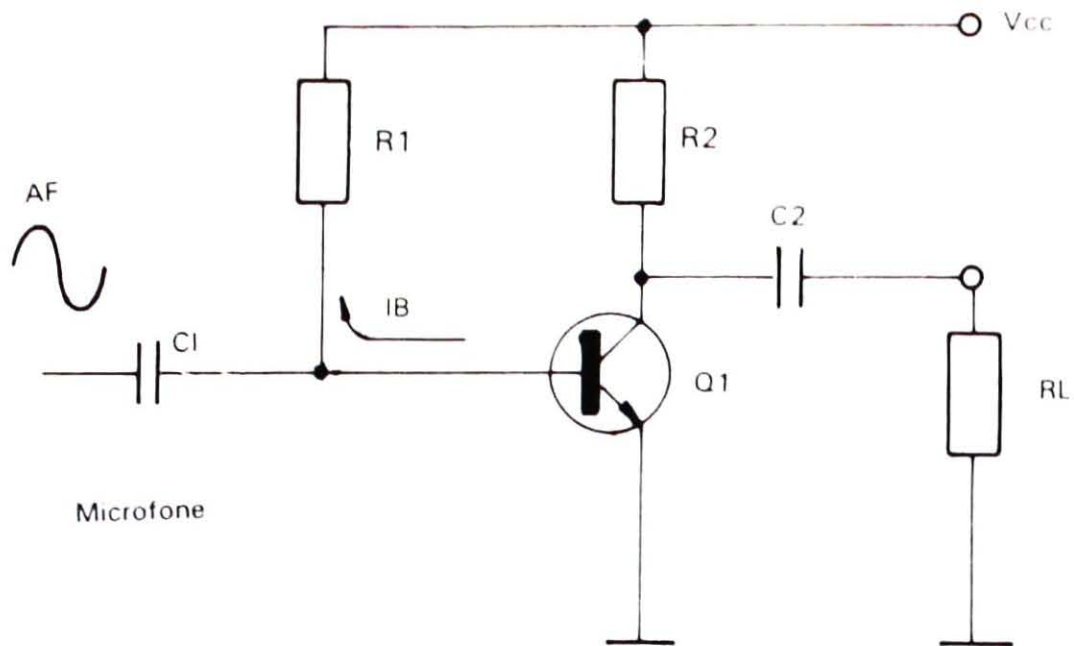


Fig. 67. Circuito amplificador simples

seguinte. No semiciclo positivo, as duas tensões se somarão e conseqüentemente I_B aumentará. No semiciclo seguinte, as duas tensões se subtrairão e conseqüentemente I_B diminuirá.

As variações de I_B implicam em variações de I_C , sendo que se o ganho de corrente for de 100, as variações de I_B aparecerão em I_C multiplicadas por esse valor.

Tomando-se como exemplo para I_C o valor de 1 mA, para I_B o valor de 0,01 mA, teremos para o ganho de corrente, o valor de 100. Se o sinal de áudio fizer I_B variar de 0,001 mA, sucederá que I_B assumirá os valores máximo de 0,011 e mínimo de 0,009 mA e, como conseqüência disso, I_C variará de 1,1 mA (máximo) para 0,9 mA (mínimo), ou seja, para uma variação de 0,001 mA de I_B , teremos uma variação de 0,1 mA de I_C , de acordo com a afirmação que fizemos acima.

Se R_2 for de 3000 Ohms (dentro do exemplo até agora adotado), sucederá que a queda de tensão normal entre seus terminais será de 3 V. Quando I_C aumentar para 1,1 mA, sucederá que a queda de tensão entre seus terminais será de 3,3 V. Por outro lado, quando I_C cair para 0,9 V a queda de tensão será de 2,7 V; o que significa uma variação de 0,3 V no valor da tensão entre os terminais de R_2 . Como a tensão V_{CE} é igual à diferença entre a tensão da bateria (6 V) e a tensão entre os terminais de R_2 ; segue-se que V_{CE}

sofrerá uma variação de 0,3 V, ficando mais negativa (menor) quando IB aumenta; e mais positiva (maior) quando IB diminui.

Através de C2 as variações de VCE são transferidas para RL, que é a carga do circuito que, desta forma, atua como um gerador de CA.

Do acima exposto, podemos concluir o modo como se dá a amplificação em um transistor e observar um fato importante: o sinal na saída do amplificador está com fase invertida em relação ao sinal na sua entrada. Dizemos portanto, que o amplificador introduziu uma defasagem de 180°, ou a chamada rotação de fase.

No exemplo acima, o transistor produziu uma variação de tensão relativamente grande, com uma pequena variação de corrente. Dizemos portanto, que ocorreu uma amplificação de tensão, e a relação entre a tensão aplicada na entrada e a tensão na saída, nos dá ganho de tensão (AV) do circuito.

Obviamente, foi aplicada uma potência no circuito de base, que corresponde ao produto da tensão do sinal pela corrente do sinal. Da mesma forma, se desenvolveu uma potência em RL que corresponde ao produto da variação de VCE, pela variação de IC e que é potência de saída. No exemplo em questão, ambos os valores são tão reduzidos que não são tomados em consideração. Porém, em muitas aplicações necessitamos de transferir à carga, potências às vezes elevadas. Os circuitos encarregados de executar essa tarefa recebem o nome de amplificadores de potência.

Na Fig. 68 ilustramos as outras duas configurações possíveis, que são as configurações base à massa, ou base comum e coletor à massa, ou coletor comum.

A configuração que estudamos até o momento é denominada de emissor à massa ou emissor comum, em virtude de o emissor estar ligado à massa pelo menos para CA, como veremos adiante sendo o elemento comum, tanto ao circuito de entrada como ao de saída do amplificador.

Características e valores máximos de transistores bipolares

Quando estudamos os diodos, vimos que eles sofrem limitações que variam de tipo para tipo, apresentando também caracterís-

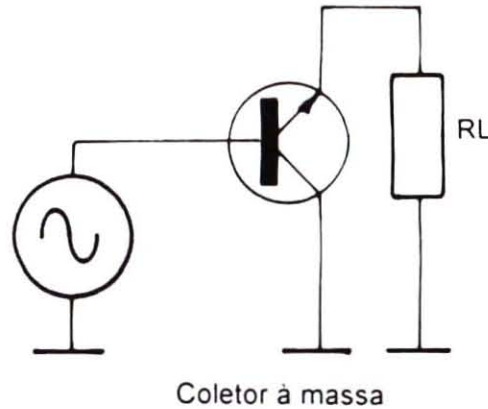
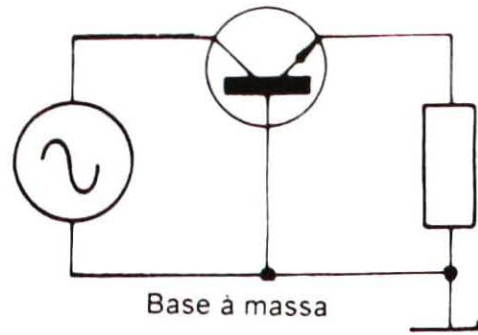


Fig. 68. Outras configurações para amplificadores.

ticas diferentes, de acordo com as finalidades para as quais tenham sido projetados. Da mesma forma, os transistores também têm limitações quanto às tensões e correntes a que podem ser submetidos, bem como quanto à sua eficiência como amplificadores. No que diz respeito à finalidade, basicamente podemos apontar os seguintes tipos de transistores:

- a) transistores de uso geral - baixa potência (até 1 W) para a faixa de áudio;
- b) transistores de RF para baixa potência;
- c) transistores de comutação;
- d) transistores de potência para AF e para RF;
- e) transistores para as faixas de VHF e UHF.

Os transistores para uso geral normalmente têm limitada capacidade de dissipação de calor, de forma que não podem ser empre-

gados em posições nas quais a dissipação de potência seja muito elevada. Para a faixa de áudio e algumas aplicações em DC, tais como fontes de alimentação reguladas, empregam-se transistores descritos como de potência.

Para etapas de potência na faixa de RF, empregam-se transistores apropriados com elevado ganho, mesmo a altas frequências, e capazes de manobrar potências consideravelmente elevadas. No entanto, a maior parte dos transistores de potência para RF têm características algo inferiores às dos transistores para AF (ganho, VCE Max.).

Os transistores de RF para baixa potência têm características de dissipação semelhantes às dos transistores de uso geral, porém são mais eficientes em altas frequências; o que na verdade, não impede em princípio que sejam usados em AF.

Os transistores de comutação apresentam características próprias, que consistem em entrarem e saírem de condução em tempos muito curtos, e suportarem os elevados picos de tensão, que aparecem quando se faz circular ou cortar a corrente através de indutores, que lhes servem de carga. Estes transistores normalmente se encontram no corte ou na saturação, sendo que eventualmente, podem ser decepcionantes como amplificadores.

Um parâmetro de grande importância é o fator de ruído. Os transistores de uso geral e de RF para baixa potência têm fatores de ruído extremamente reduzidos. Já os transistores de potência não têm seus fatores de ruído sequer mencionados, uma vez que são usados nas etapas finais, onde o ruído que puderem introduzir não tem a menor influência, o que vale a dizer que, muito embora fosse perfeitamente viável empregar um transistor de potência na etapa de entrada, isso poderia acarretar um funcionamento extremamente ruidoso do circuito.

As limitações apresentadas pelos transistores são: máxima corrente de coletor, máxima corrente de base, máxima tensão coletor-emissor, máxima temperatura de junção (T_j), máxima tensão inversa base-emissor, máxima frequência de operação (f_T).

As características dos transistores ou seus parâmetros, são: seu ganho de corrente (h_{fe}), resistência de entrada (h_{ie}), condutância de saída (h_{oe}), realimentação interna (h_{re}) e as capacitâncias de entrada e de saída, além da resistência térmica entre a junção e a base de montagem ou o invólucro.

Os manuais de características publicados pelos fabricantes de transistores devem informar ao usuário os valores limites e as características de cada tipo de transistor, o que deixa ao usuário a escolha do tipo mais adequado ao fim que tiver em mente; o cálculo dos elementos de polarização, escolhendo o ponto quiescente mais favorável, que poderá ser indicado direta ou indiretamente pelo fabricante. Feito isso, pode-se prever o comportamento da etapa amplificadora ou osciladora, a partir das informações supramencionadas.

Normalmente os manuais de características são divididos em seções, ou capítulos, dedicadas a um tipo de série de características semelhantes. As informações são iniciadas com uma breve descrição do transistor e finalidade para que foi desenvolvido (amplificador de áudio, de FI, entre outros). Após estes dados, são fornecidas informações de caráter mecânico, isto é, o desenho do transistor com suas dimensões em milímetros, disposição dos terminais, etc., dados necessários para a elaboração do *layout* da montagem.

A terceira e a quarta parte das características são denominadas de classificação (*rating*) e características, e aí encontramos os valores limites e os valores mais favoráveis de ganho e de fator de ruído, bem como as condições em que esses valores foram medidos, além dos valores normais e os limites aceitáveis para as tensões de saturação (V_{CEsat} , V_{BEsat}) e de joelho (V_{CEK}).

Por último, as demais características são informadas mediante uma série de gráficos, que apresentam uma só curva ou famílias de curvas.

Os manuais de fabricantes mais antigos continham a curva de transferência e as curvas de características de entrada e de saída, mediante as quais se podiam determinar a resistência de entrada, a resistência de saída, o ponto quiescente e o ganho do transistor.

Nos manuais modernos estas curvas foram substituídas por curvas que permitem determinar os parâmetros de entrada e de saída, normalmente para a configuração emissor comum, que é a mais usada.

A potência dissipada na junção é limitada pela máxima temperatura a que a junção pode ser submetida, que é de 150°C para a maioria dos transistores de silício. A resistência térmica, dada em graus centígrados por Watt, indica a diferença de temperatura entre a junção e um ponto após o invólucro ou a base de montagem,

ou o ar livre, e nos dá uma idéia da velocidade com que o calor gerado é dissipado. Conhecendo-se a capacidade de dissipação térmica, o máximo valor de temperatura e o calor produzido no dispositivo, podemos determinar a máxima potência que o dispositivo poderá dissipar, a uma determinada temperatura ambiente. Normalmente isso é expresso em um gráfico com uma única curva, como vemos na Fig. 69.

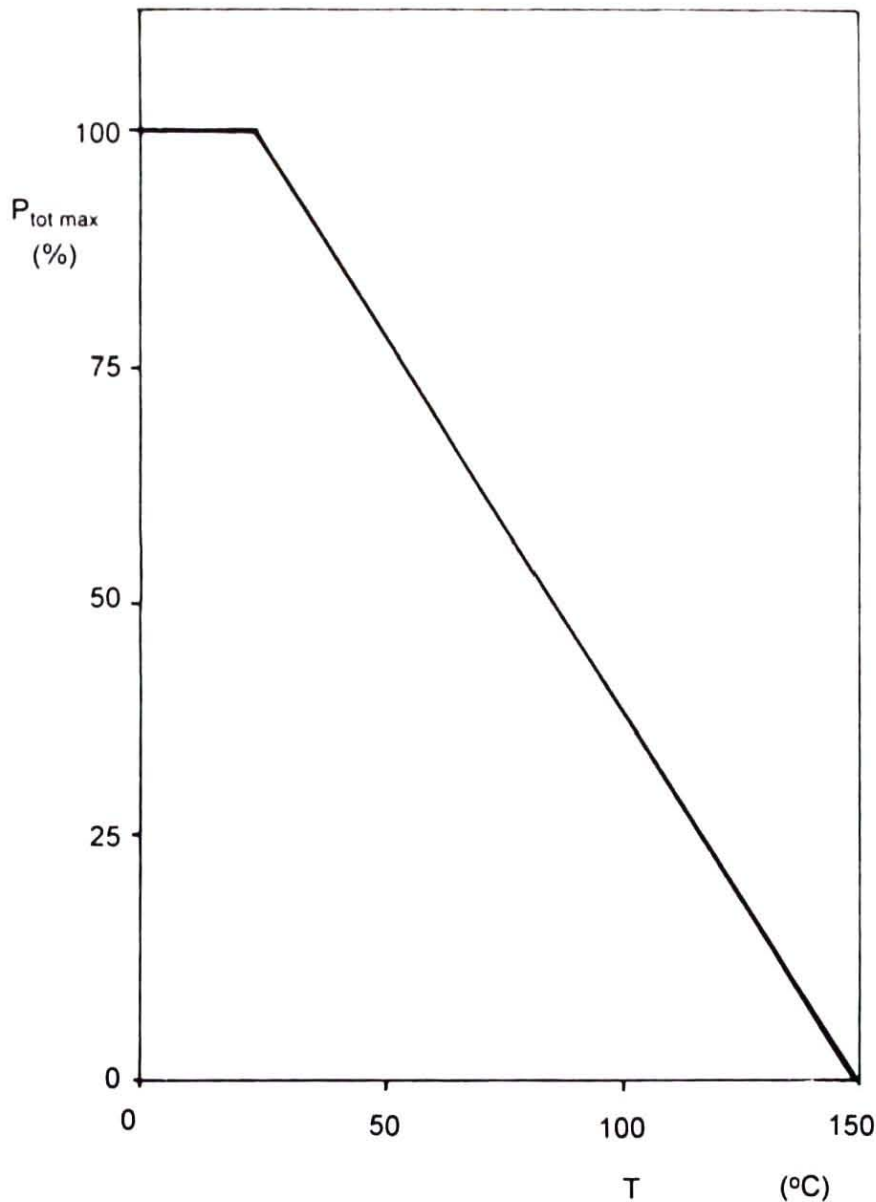


Fig. 69. Curva de potência

Mediante as curvas apresentadas na Fig. 69 podemos determinar quantos % da potência máxima prescrita para 25°C poderá ser dissipada a uma temperatura ambiente mais elevada. Por exemplo, se um transistor dissipar 1 W a 25°C e 50% de P_{tot} a 80°C, isso quer dizer que em um ambiente cuja temperatura seja de 80°C este

transistor só poderá dissipar 0,5 W, ou seja, 50% de sua dissipação máxima a 25°C. Para os transistores de potência além desse gráfico, é dado o gráfico SOAR, que quer dizer, área de operação segura (*Safe Operating Area*), que ilustramos na Fig. 70.

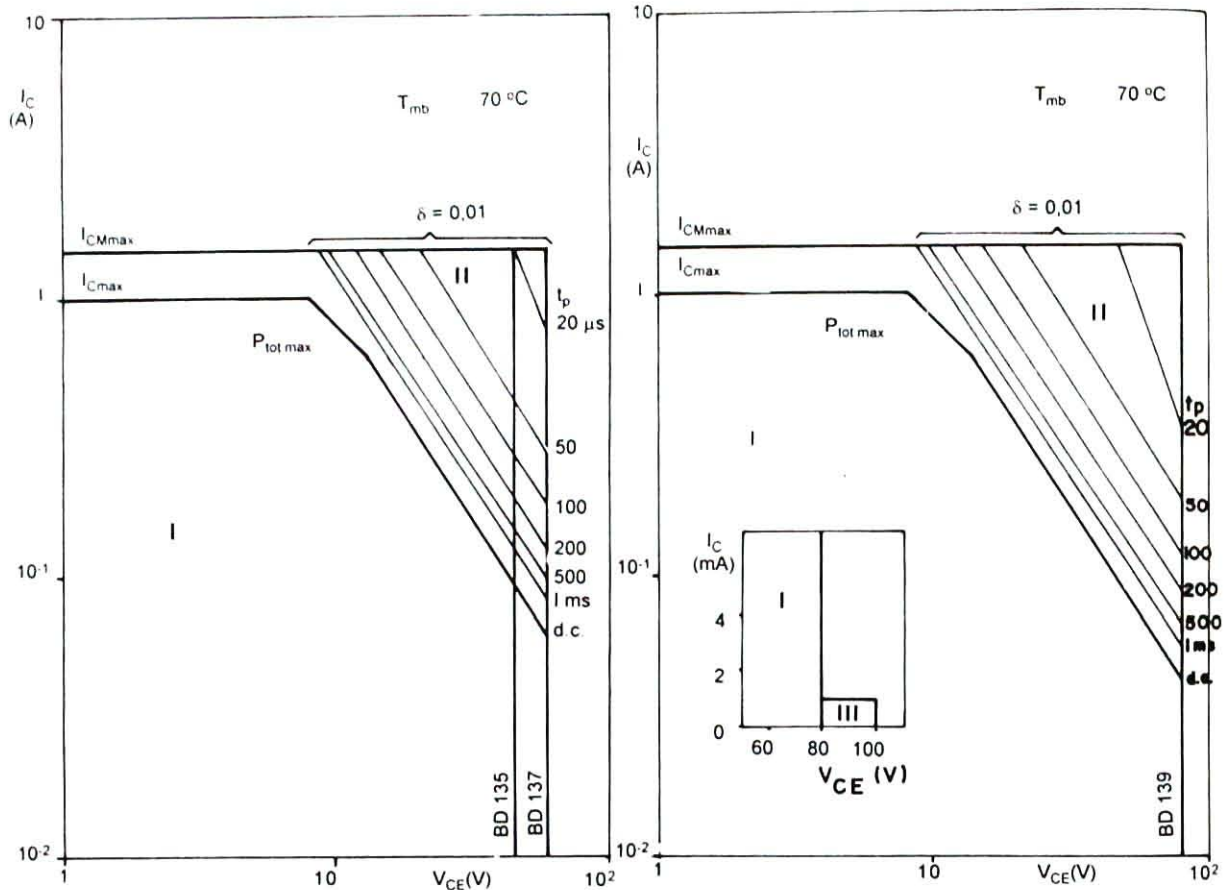


Fig. 70. Áreas de operação

Como podemos observar, o eixo horizontal é dado em Volts e corresponde às tensões V_{CE} e o vertical é graduado em ampères e corresponde à corrente I_C . Este gráfico é dividido em regiões numeradas por meio de algarismos romanos. A área I corresponde à área DC; isto é, o transistor pode ser polarizado com qualquer dos valores V_{CE} dentro desta área e sua I_C também pode assumir quaisquer dos valores indicados.

As demais áreas da Fig. 70, ou seja, áreas II, III e as outras, só são possíveis durante o período que são indicados em milisegundos. Semelhante ao gráfico da Fig. 70, ou completando-o, encontramos na Fig. 71, um gráfico que relaciona a impedância térmica (= resistência térmica) e uma relação entre os tempos de condução e de cor-

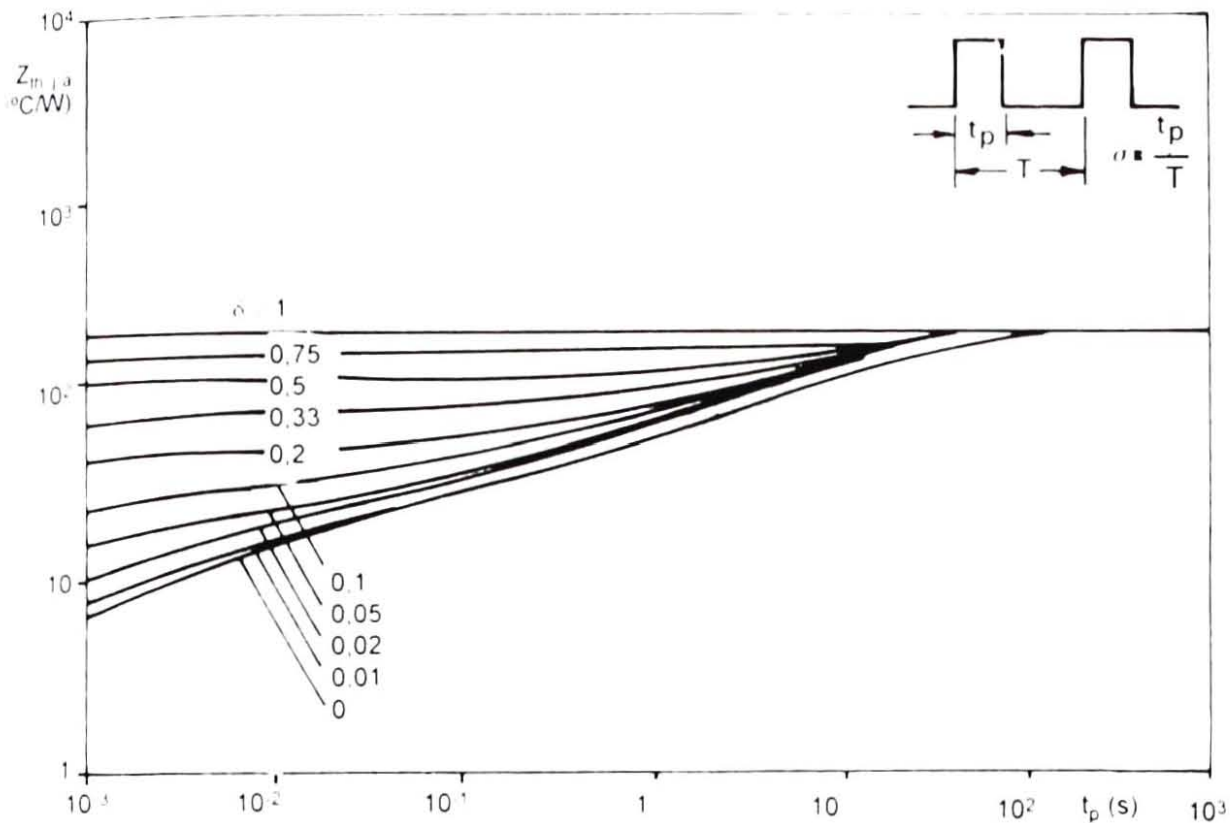


Fig. 71. Gráfico impedância térmica

te de um transistor, operando como comutador. O eixo vertical corresponde à resistência térmica e o horizontal, à largura de pulso.

Na Fig. 72 ilustramos dois gráficos semelhantes, que nos permitem determinar fatores de estabilidade em função justamente da relação tempo de condução/tempo de corte, sendo um gráfico para máxima IC e outro para máxima VCE.

O fator de estabilidade é importante para que possamos estabelecer os meios de introduzir a compensação necessária, ou seja, se um circuito exigir um fator de estabilidade igual a 2, deveremos introduzir diodos NTC ou um resistor de emissor, que proporcionem esse fator de estabilidade térmica.

Na Fig. 73 ilustramos o gráfico com a curva típica de hFE, onde temos valores de hFE em função de IC, para VCE constante e igual a 1 V.

A curva de hFE apresentada na Fig. 73 permite, de uma forma geral, estabelecer o valor de hFE (e, indiretamente, de IB) para polarizarmos um transistor com uma determinada IC.

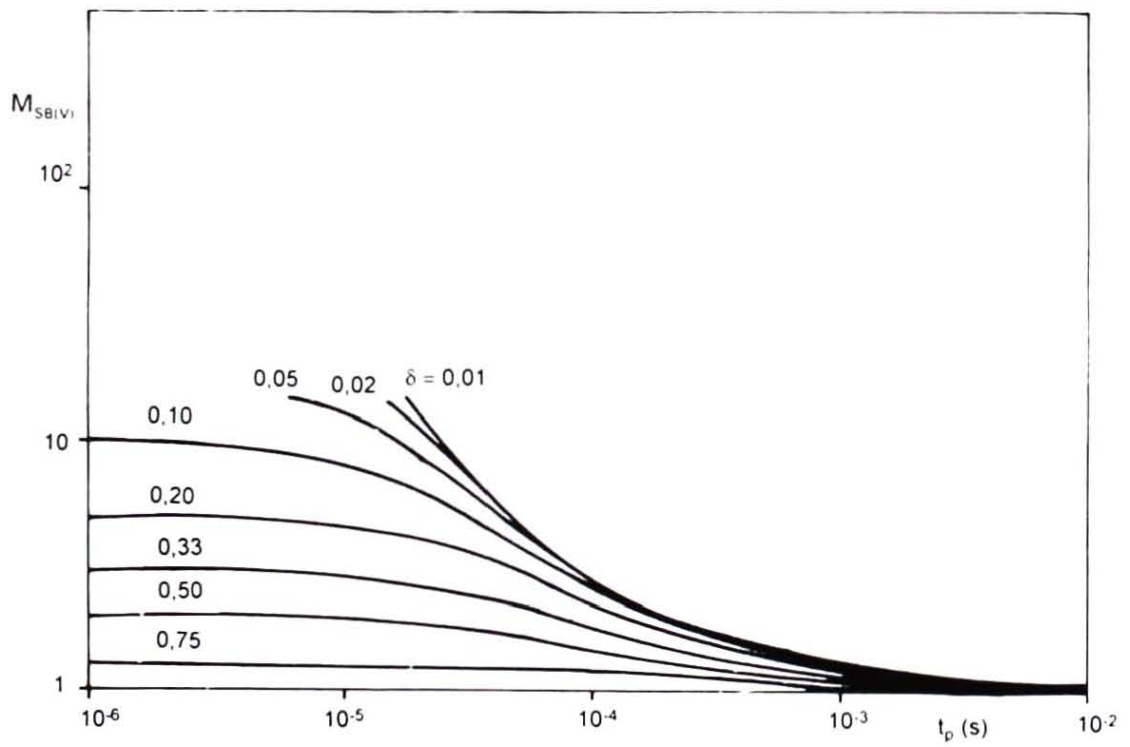
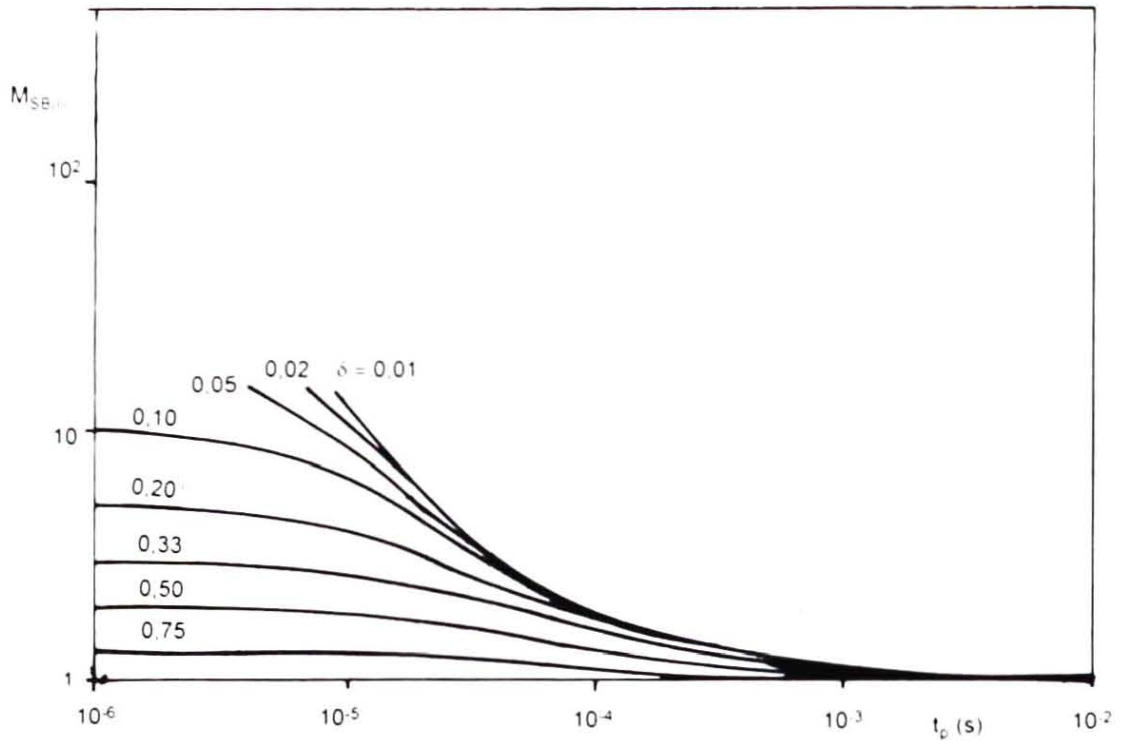


Fig. 72. Fatores de estabilidade

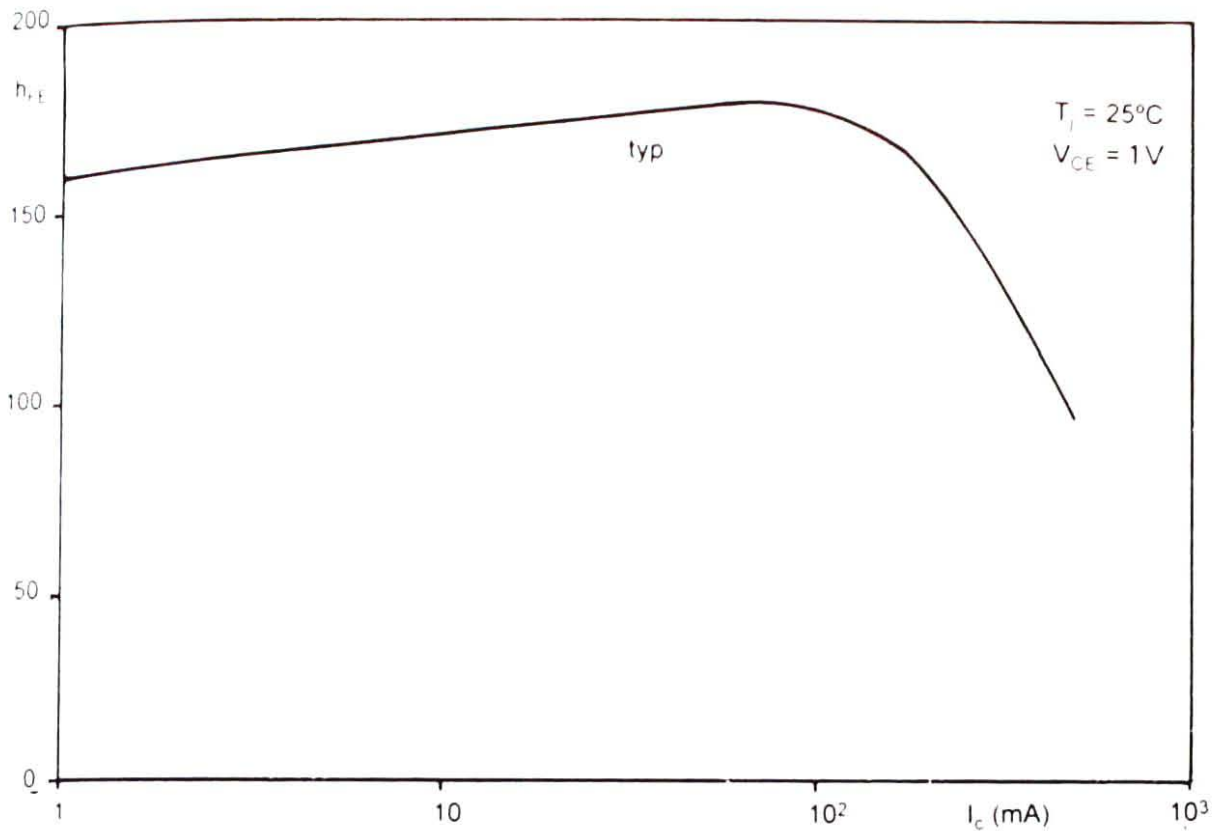


Fig. 73. Curva típica de hFE

O gráfico da Fig. 74 nos dá a característica de entrada, ou resistência de entrada do transistor, sendo a curva típica para a relação V_{BE}/I_C , para V_{CE} constante e igual a 1V e 5V.

Mediante o gráfico da Fig. 74, poderemos determinar a variação da tensão V_{BE} necessária para que se alcance um determinado valor de variação de I_C . A relação I_C/V_{BE} nos dá a transcondutância do transistor.

Na Fig. 75, ilustramos uma família de V_{CEsat} em função de I_C e I_B . Este gráfico permite escolher o valor de I_B , para se obter um V_{CEsat} satisfatório quando o transistor tiver que ficar saturado.

A princípio pareceria inútil fazer o transistor trabalhar na região de saturação, porém, como veremos oportunamente, em várias aplicações é necessário que nos momentos de máxima condução, a tensão V_{CE} do transistor se reduza ao valor mínimo possível.

Na Fig. 76 ilustramos um gráfico de I_{CBO}/T_j , que nos permite determinar o valor de I_{CBO} para uma determinada temperatura de operação e assim, estabelecer a influência da temperatura no ganho de corrente do transistor.

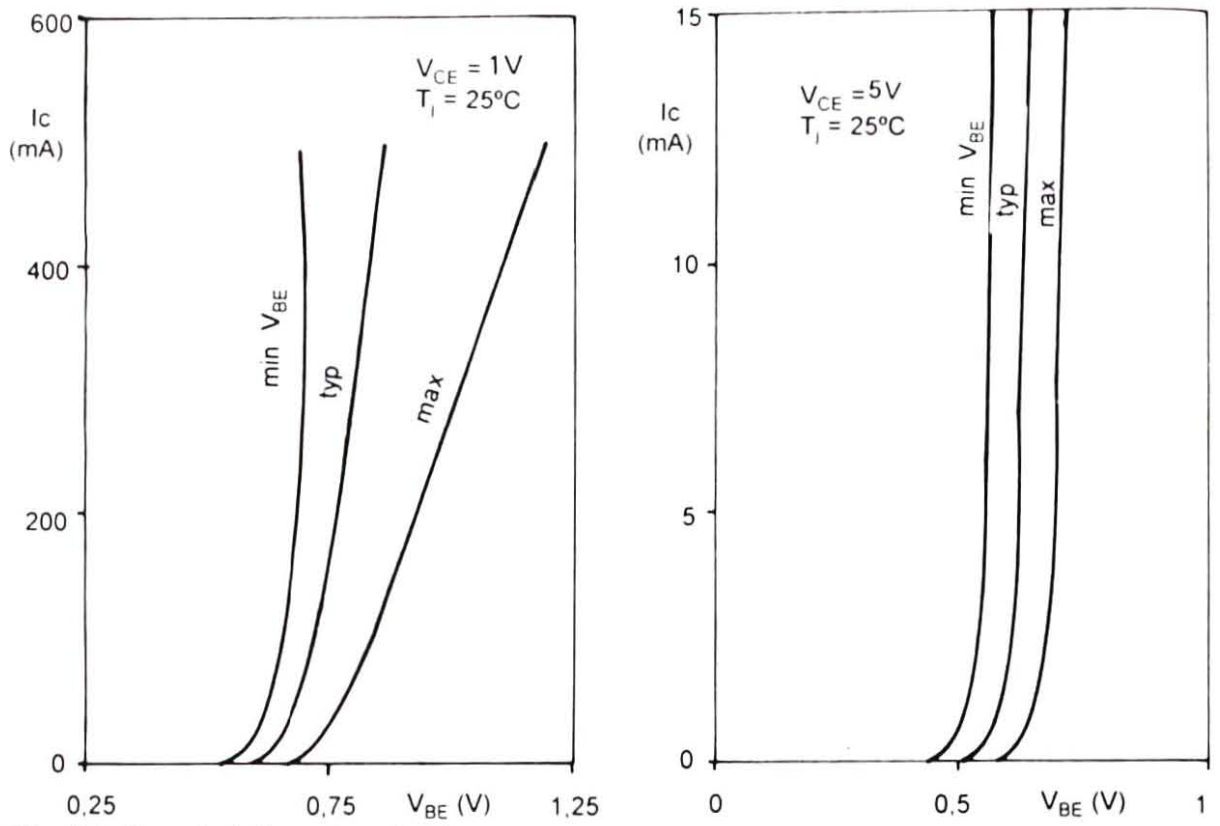


Fig. 74. Características de entrada

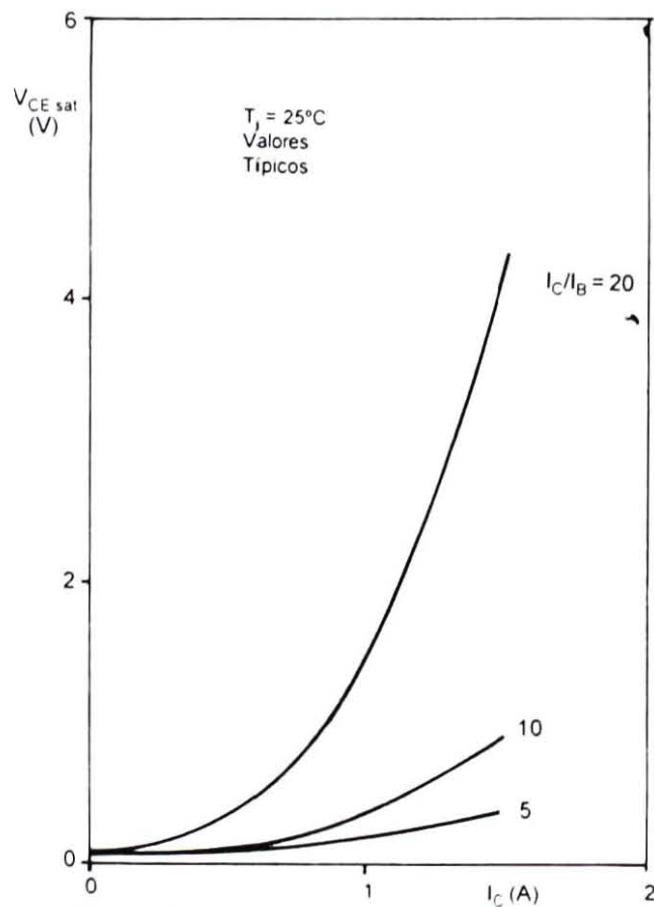


Fig. 75. $V_{CE\text{ sat}}$ em função de I_C e I_B

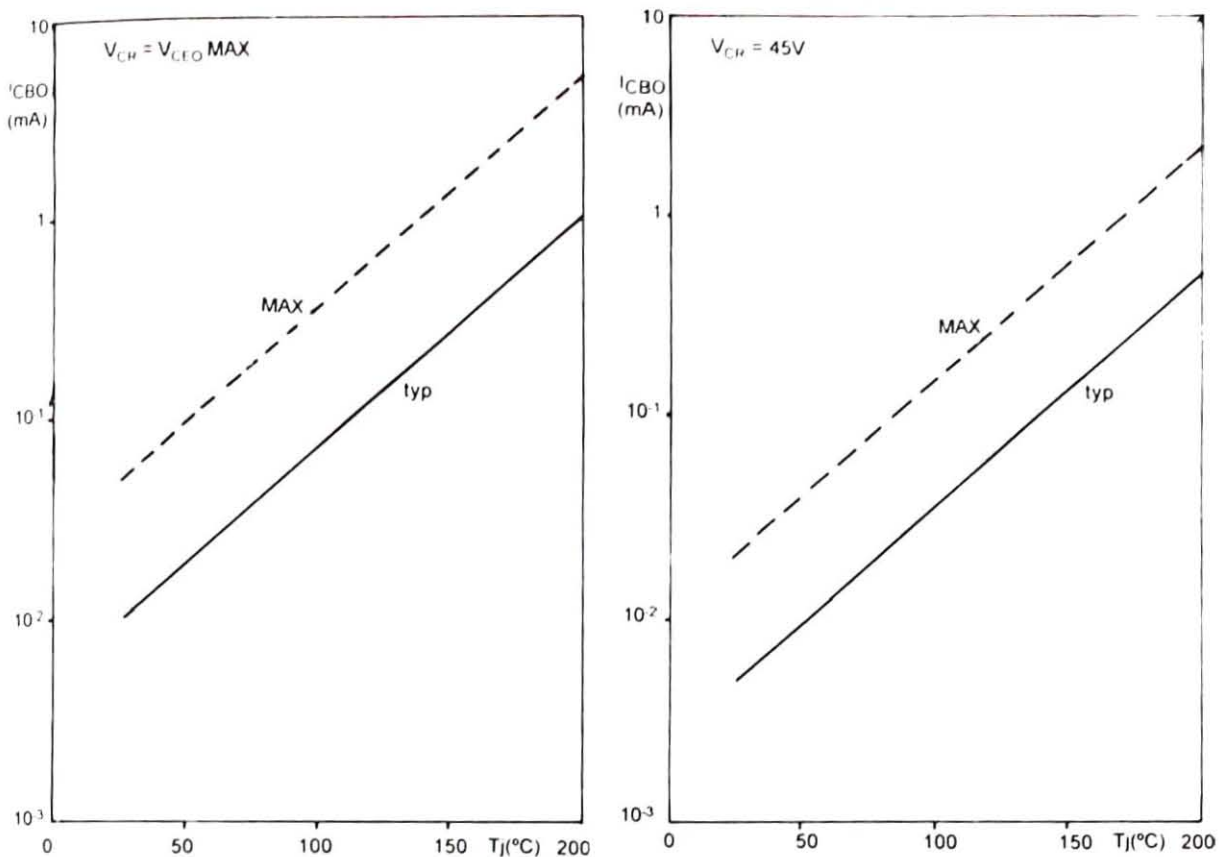


Fig. 76. Gráfico $I_{CBO} \times T_j$

Estes gráficos apresentados na Fig. 76 permitem ao projetista escolher as condições mais favoráveis, do ponto de vista da introdução de ruído, para polarizar os transistores.

Dispositivos de comutação

Os semicondutores podem ser utilizados para se obter amplificação. Além disso, são extremamente rápidos na resposta às variações de tensão e corrente no eletrodo de controle, de modo que logo surgiu a idéia de aplicar transistores e outros dispositivos especialmente desenhados, para atuarem como chaves eletrônicas em aplicações em que se requer acima de tudo, grande velocidade. Em primeira instância, qualquer transistor bipolar pode ser utilizado como elemento de comutação. Na Fig. 77 ilustramos um exemplo prático de chaveamento, utilizando um transistor bipolar.

Com a chave Ch1 cortamos a corrente de base do transistor, ou a fazemos circular. Como podemos observar, a carga do coletor é um relé. Se a chave Ch1 estiver aberta, praticamente não circulará corrente por Q1 e o relé ficará aberto. Porém, ao fecharmos os contatos

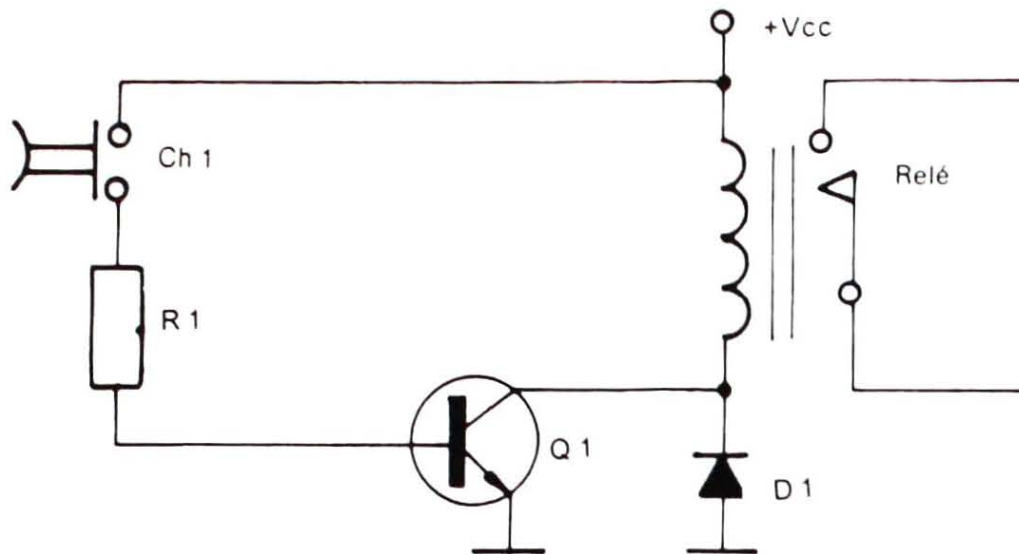


Fig. 77. Chaveamento com transistor bipolar

de Ch1, circulará uma corrente de alguns microampères através de R1 alimentando a base de Q1, o que permitirá a Q1 entrar em condução. Dimensionando-se R1 adequadamente, Q1 entrará em saturação, ficando a tensão entre seus terminais com o valor de alguns décimos de Volts para transistores de baixa potência, e de 1 a 2 V para transistores de potência, correspondendo ao V_{CEsat} que discutimos anteriormente.

A vantagem desse circuito é que, com uma chave simples e total segurança para o operador, podemos controlar uma corrente muito mais intensa, que circularia pelo relé. O relé poderia ser substituído por uma outra carga qualquer, alimentada com DC. Anteriormente havíamos visto um controle de velocidade para motores elétricos, utilizando um transistor.

Diodos retificadores com características de corte e condução rápidas também são utilizados em circuitos de comutação, para fins industriais.

Os transistores especialmente construídos para comutação ou chaveamento apresentam características pouco diferentes dos transistores de áudio. O mais importante é o fato de passarem da condução ao corte, e vice-versa, em períodos extremamente curtos e que operam apenas em um desses dois estados, não sendo em nada garantida a linearidade de operação em um estado intermediário, pelo que são aconselháveis como amplificadores. Em contrapartida apresentam V_{CEsat} tão reduzido quanto possível e suportam bem picos

de tensão inversa causados pelo chaveamento de cargas indutivas. No caso da Fig. 77, por exemplo, quando a corrente de base é cortada e cessa a condução de Q1, o campo magnético do relé ao se desfazer, induzirá no enrolamento uma tensão com polaridade inversa à anterior, sendo esse pulso aplicado ao coletor de Q1. Dependendo da indutância do enrolamento do relé, a tensão aplicada pode ser consideravelmente elevada e chegar mesmo a destruir o transistor, sendo a função de D1 justamente o escoamento desta carga, protegendo, desta forma, Q1. Foram desenvolvidos dispositivos especiais para comutação que se baseiam, em grande parte, nos fenômenos da avalanche em junções PN.

Quando tratamos dos diodos Zenner e dos transistores, vimos que uma junção PN, quando inversamente polarizada, cria uma zona desértica, onde praticamente não existem portadores de corrente. Esta zona desértica age como um dielétrico, porém, aplicando-se uma tensão suficientemente alta, dar-se-á a ruptura do dielétrico e começará a circular corrente em sentido inverso ao natural. Essa corrente forçada tem um efeito cumulativo; cada portador de corrente ao se encontrar com outros em seu caminho, força-os a se movimentarem e sucede no interior da junção uma verdadeira reação em cadeia. O resultado é que a resistência entre os extremos da junção cai bruscamente de vários $M\Omega$ para umas poucas dezenas de Ω , permitindo a circulação de uma corrente extremamente alta. Em circunstâncias pouco favoráveis, isso provoca a dissipação de uma potência muito elevada, o superaquecimento da junção e a destruição do dispositivo.

Este efeito, entretanto, pode ser aplicado na prática controladamente, para se obter uma rápida passagem da condução à não-condução, característica ideal nas aplicações de chaveamento. Um destes dispositivos bastante popular, por sinal, é o tiristor ou SCR. O primeiro nome vem da analogia de seu funcionamento com a válvula de gás conhecida como tiratron, o segundo nome é a sigla de *silicon controlled rectifier*, diodo retificador de silício controlado.

Na Fig. 78 ilustramos a estrutura do tiristor (também conhecido como transistor PNPN), que é formada por quatro regiões, sendo duas P e duas N. As regiões externas (uma P e outra N) são fortemente ocupadas apresentando alta condutividade e as regiões internas são de dopagem mais fraca apresentando, portanto, uma condução menor.

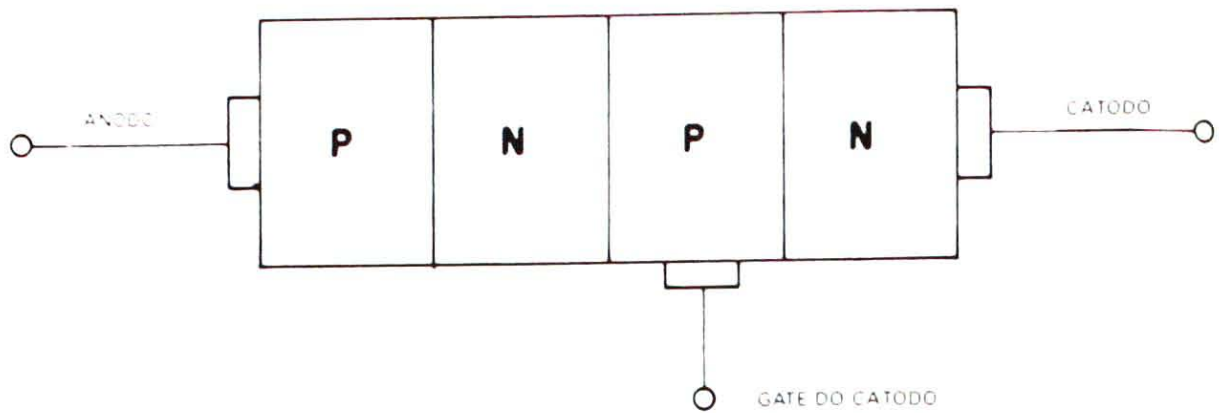


Fig. 78. Estrutura do tiristor

A região P externa recebe o nome de anodo e a região N interna, o nome de catodo, por analogia com os diodos semicondutores comuns. Uma das regiões internas recebe um eletrodo, passando a ser a porta ou *gate* (ou ainda, gatilho) do dispositivo. Aplicando-se uma tensão inversa, isto é, o anodo mais negativo que o catodo, não circula, praticamente, corrente alguma pelo dispositivo, exceto se for superado o valor correspondente à tensão de Zenner. No sentido direto, entretanto, devido à alternância de camadas, não se dá condução. A polarização positiva na região do anodo atrai as cargas negativas da região N imediatamente abaixo e da mesma forma, os portadores de corrente da região P são atraídos pela polarização negativa da região N do catodo, fazendo com que a área central fique deserta de portadores de corrente. Nesta condição, o dispositivo está bloqueado. Superando-se um determinado valor de tensão, no entanto, ocorre a avalanche e o dispositivo passa a conduzir intensamente, como vemos na Fig. 79, onde ilustramos a curva característica de um SCR.

O ponto mais importante, no entanto, é que se aplicarmos uma tensão ao *gate*, quando o dispositivo estiver diretamente polarizado, ele entrará em condução imediatamente, mesmo que não tenha sido alcançada a tensão de ruptura. Se o *gate* estiver na região P imediatamente ligada ao catodo, a tensão de gatilhamento deverá fazer com que fique mais positivo que o catodo, permitindo a circulação de uma corrente comparável com a corrente de base de um transistor bipolar. A circulação dessa corrente, praticamente injeta portadores de corrente na área até então deserta, precipitando a avalanche.

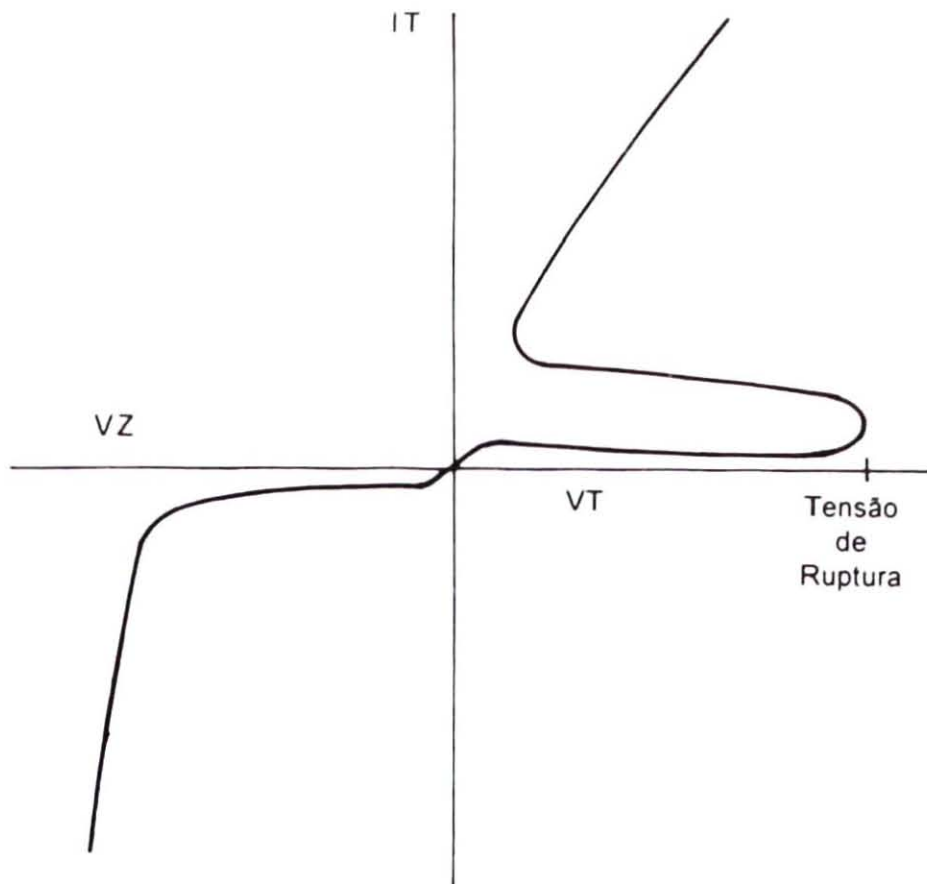


Fig. 79. Característica de um SCR

Um ponto de importância, também, é que uma vez iniciada a avalanche, nada mais a detém. Mesmo que a corrente de *gate* seja cortada, o dispositivo continuará em condução, a menos que o circuito de ânodo ou cátodo seja aberto, aplicada polarização inversa ou que a tensão entre anodo e catodo caia abaixo de um valor mínimo que garanta a corrente mínima chamada de corrente de sustentação.

O *gate* quando aplicado à região P acima do catodo recebe o nome de *gate* de catodo, sendo representado por GK ou G1. Quando o *gate* é aplicado à região N abaixo do anodo, recebe o nome de *gate* de ânodo (GA) ou G2. Alguns modelos de SCR têm *gate* de catodo, *gate* de ânodo ou têm os dois *gates*, podendo ser gatilhados por qualquer um deles indiferentemente.

Um outro tipo de SCR dispõe de *gate* optoeletrônico, sendo acionado por luz, o que será estudado oportunamente.

Uma outra maneira de analisarmos o funcionamento dos SCRs, talvez mais fácil de compreender, é utilizando o circuito equivalente

da Fig. 80. Como podemos observar, o SCR pode ser substituído por dois transistores, um PNP e outro NPN, sendo a base de um deles ligada ao coletor do outro, e vice-versa. O emissor do PNP faz às vezes de ânodo e o emissor do NPN faz às vezes do cátodo. Aplicando-se tensão positiva entre ânodo e cátodo, porém sem polarização de base, evidentemente nada acontece e os transistores não podem entrar em condução. Porém, se polarizarmos diretamente a junção base-emissor de qualquer um deles, ainda que por um breve momento, este transistor conduzirá e, por seu intermédio, a junção base-emissor do outro receberá corrente e lhe permitirá conduzir também.

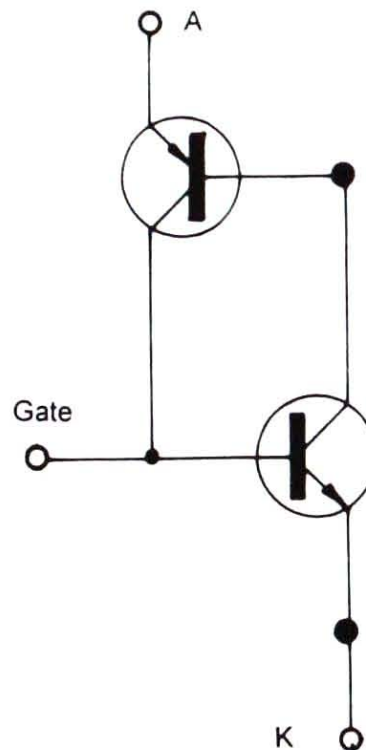


Fig. 80. Circuito equivalente do SCR.

Nestas condições, a base de um transistor será alimentada pelo outro, ocorrendo uma verdadeira realimentação que fará com que ambos entrem em saturação em poucos microssegundos. Podemos verificar que uma vez iniciada a condução, não terá o menor efeito a aplicação de tensões às bases dos transistores sendo o processo interrompido basicamente apenas pela abertura do circuito de ânodo ou de cátodo. Evidentemente, se os circuitos de ânodo ou cátodo tive-

rem uma carga excessiva forçando uma corrente baixa demais, acabará havendo interrupção do funcionamento. A finalidade prática dos SCRs mais imediata é a de atuarem como interruptores controlados por tensão. Uma corrente de alguns microampères (dependendo do tipo do SCR) fará com que o dispositivo entre em condução e, assim, alimente uma carga de autoconsumo. Um alarme, por exemplo, poderá ser facilmente implementado ligando-se o sensor ao *gate*. Uma vez alcançada a condição de disparo, o SCR conduzirá e alimentará o circuito encarregado de alertar o pessoal.

Uma outra maneira de aplicar o SCR é utilizando-o como um retificador especial, cujo ângulo de condução seja controlado entre 180° e 0° . Nestas condições, além de ser retificada, a tensão ou corrente na saída, terá a amplitude que for determinada segundo o controle em questão. Para tanto, bastará montar os SCRs como se fossem retificadores convencionais e aplicar pulsos aos *gates* em intervalos próprios, fazendo com que conduzam não no exato momento em que estiverem diretamente polarizados, mas um pouco depois, reduzindo desta forma a corrente a ser entregue ao filtro e à carga. Na Fig. 81, ilustramos um retificador trifásico controlado e as formas de onda sobre a carga.

Mediante o acionamento oportuno dos SCRs, pode-se determinar o ângulo de condução dos retificadores e a potência disponível na saída do retificador, sendo de máxima importância observarmos que neste tipo de controle a potência dissipada no dispositivo é mínima em comparação com a potência entregue pelo gerador e a potência consumida pela carga; durante o bloqueio, o SCR simplesmente não conduz e, evidentemente, não dissipará potência alguma.

Durante a condução, inevitavelmente aparece uma tensão entre anodo e catodo, que é representada nos manuais característicos, como VT. Da mesma forma, a corrente que circula pelo dispositivo, quando em junção, é representada por IT. A potência será, portanto, o produto VT.IT. Porém devemos levar em consideração a duração dos períodos de condução e de não-condução.

Os SCRs, tal como os demais dispositivos semicondutores, são fabricados para vários níveis de potência e de corrente direta. Suas características principais são a máxima tensão inversa e a máxima corrente direta. A máxima tensão inversa corresponde também à máxima tensão que o dispositivo pode suportar quando do bloqueio, sem que ocorra a avalanche descrita anteriormente. Nos manuais

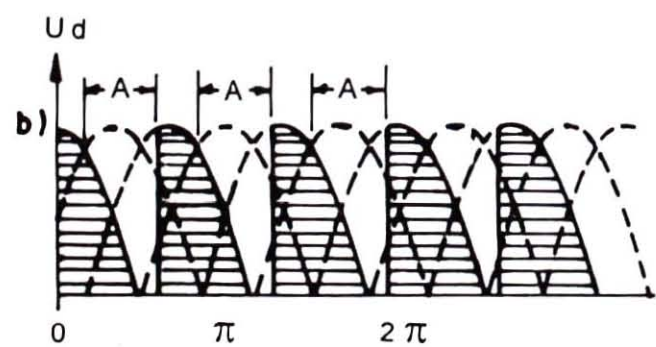
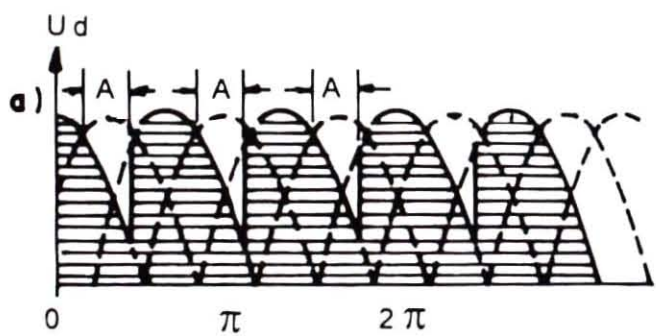
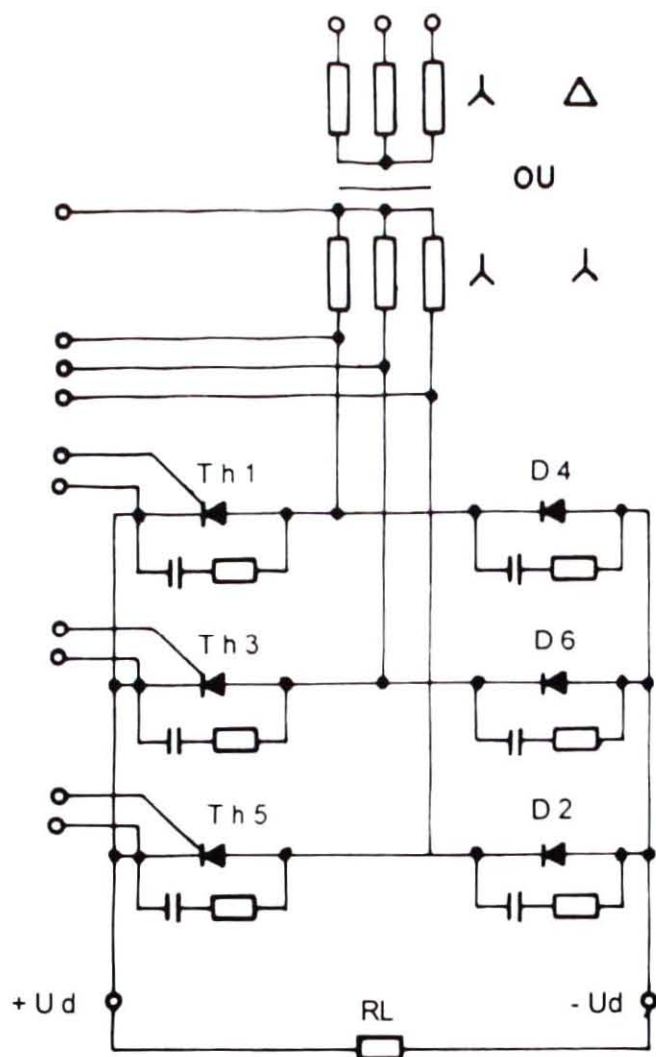


Fig. 81. Retificador trifásico controlado

de características dos fabricantes dos SCRs é informado a máxima tensão direta (VDM) ou inversa (VRM) que o dispositivo pode suportar, ou os picos repetitivos VDRM e VRRM de tensão que podem ser suportados, bem como a máxima corrente direta (IT) e a máxima temperatura que a junção pode suportar. Da mesma forma se informa as máximas tensões direta (VFGM) e inversa (VRGM) que podem ser aplicadas entre *gate* e catodo e a máxima potência que o *gate* pode absorver (PG) sem que o dispositivo fique inutilizado. Uma outra característica de grande interesse para o projetista é o tempo de comutação, via de regra, expresso em microssegundos. Existem dois tempos de comutação: *t-on* (tempo que o SCR leva do bloqueio à plena condução) e o *t-off* (tempo levado da plena condução ao corte). Esses tempos são informados dando-se a temperatura da junção, tensão direta aplicada e a corrente direta e de *gate*.

A principal deficiência do SCR é que só permite a condução em um sentido, tal como um diodo retificador. Em decorrência disso, foi desenvolvido um dispositivo semelhante ao SCR, porém bidirecional, conhecido como TRIAC ou tiristor bidirecional. Na Fig. 82, ilustramos o símbolo do TRIAC, que pode ser considerado como sendo dois SCRs montados em antiparalelo, de modo que o catodo de um deles fique ligado ao anodo do outro e com *gates* interconectados. Nestas condições, a condução se dará em ambos os semiciclos da CA e não ocorrerá retificação, mas apenas o controle da potência aplicada à carga mediante o controle do ângulo de condução do dispositivo.

Os TRIACs dispõem de três terminais: o *gate* ou porta e dois terminais principais. A ligação destes últimos não obedece a qualquer polaridade, e o *gate* tanto pode ser acionado com pulsos positivos como com pulsos negativos. As características de um TRIAC são praticamente iguais às do SCR. O fabricante informa a máxima tensão que o dispositivo pode suportar sem que ocorra a avalanche e a máxima corrente que poderá conduzir e a máxima potência que irá dissipar, devendo-se levar em conta o fato de que a condução será bidirecional, de modo que, com o mesmo acionamento, um TRIAC conduzirá o dobro do tempo que um SCR.

Os SCRs e os TRIACs, normalmente, são acionados por dispositivos de gatilhamento, sendo comum empregar-se um diodo retificador em série com o *gate* de um SCR com a finalidade de impedir que seja aplicado um pulso inverso ou que o dispositivo seja gatilhado quando estiver inversamente polarizado, situações que o destruiriam imediatamente. No caso dos TRIACs, entretanto, é comum se utilizar um dispositivo auxiliar de acionamento, que é o DIAC.

Na Fig. 83, ilustramos o símbolo do DIAC, que pode ser considerado como dois diodos em antiparalelo; anodo com catodo, permitindo a condução bidirecional. A diferença, entretanto, é que a tensão de limiar de um DIAC é muito superior a dois diodos retificadores, sendo de aproximadamente 36 V. Uma vez alcançada a tensão de disparo, o DIAC entra em condução e a tensão entre seus terminais cai bruscamente, sendo pouco superior a 6 V, se comportando assim como a lâmpada de néon. A lâmpada de néon só entra em condução quando entre seus terminais aparece uma tensão mínima de disparo.

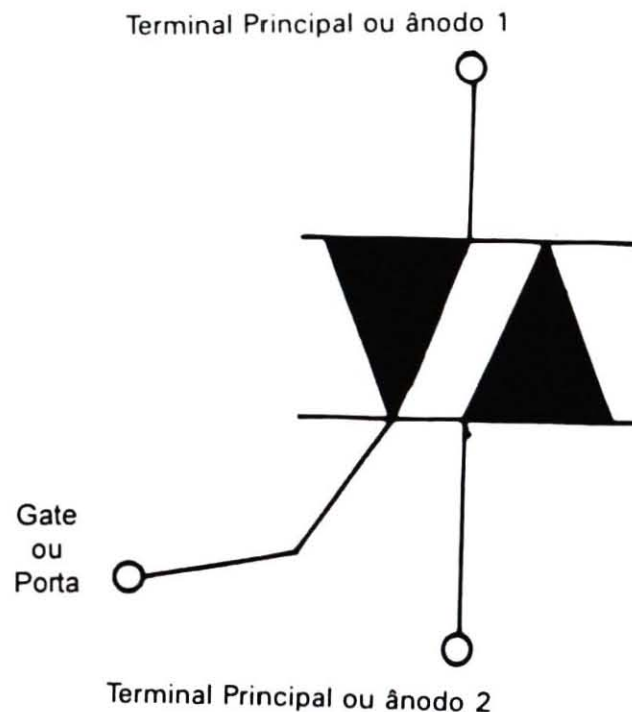


Fig. 82. Símbolo do TRIAC

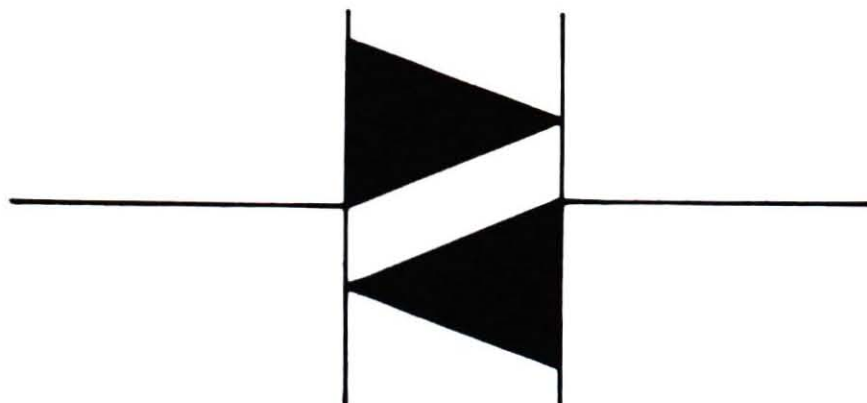


Fig. 83. Símbolo do DIAC

Uma vez em condução, a tensão entre seus terminais cai bruscamente, porém deve ser mantido um valor mínimo de sustentação, abaixo do qual a condução é interrompida.

Na Fig. 84, ilustramos um circuito de controle do ângulo de fase de uma CA através de um TRIAC, utilizando-se um DIAC como elemento de controle. A carga e descarga do capacitor C2 através de P e R1 irão determinar o retardo do disparo do DIAC e, desta forma, permitirão um certo retardo na entrada em condução do TRIAC, reduzindo a potência aplicada à carga. Como podemos observar, sem dissipar praticamente energia alguma no TRIAC, podemos reduzir a quase zero a corrente em RL. O indutor L e o capacitor C1 têm como objetivo evitar que as variações súbitas de condução e não-condução do TRIAC não se propaguem pela rede sob a forma de uma interferência, muito embora os SCRs, TRIACs e DIACs tenham sido desenvolvidos especificamente para a eletrônica industrial, controle de velocidade de motores, e temperatura de aquecedores elétricos.

Na Fig. 85, ilustramos a aplicação de um DIAC em um circuito de varredura vertical de receptor de TV com um DIAC. O circuito gerador opera nos mesmos moldes que o oscilador de relaxação com lâmpada néon, através de T1, cuja corrente é controlada por D1, R1, P1 e R4, o capacitor C2 se carrega com a tensão da fonte de 120V.

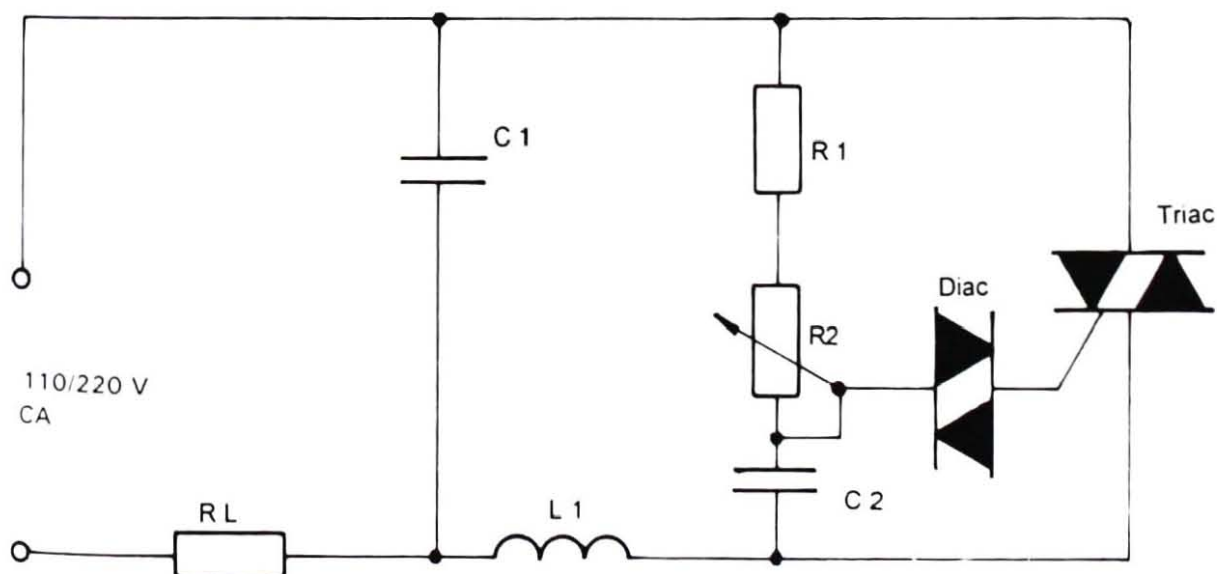


Fig. 84. Circuito de controle

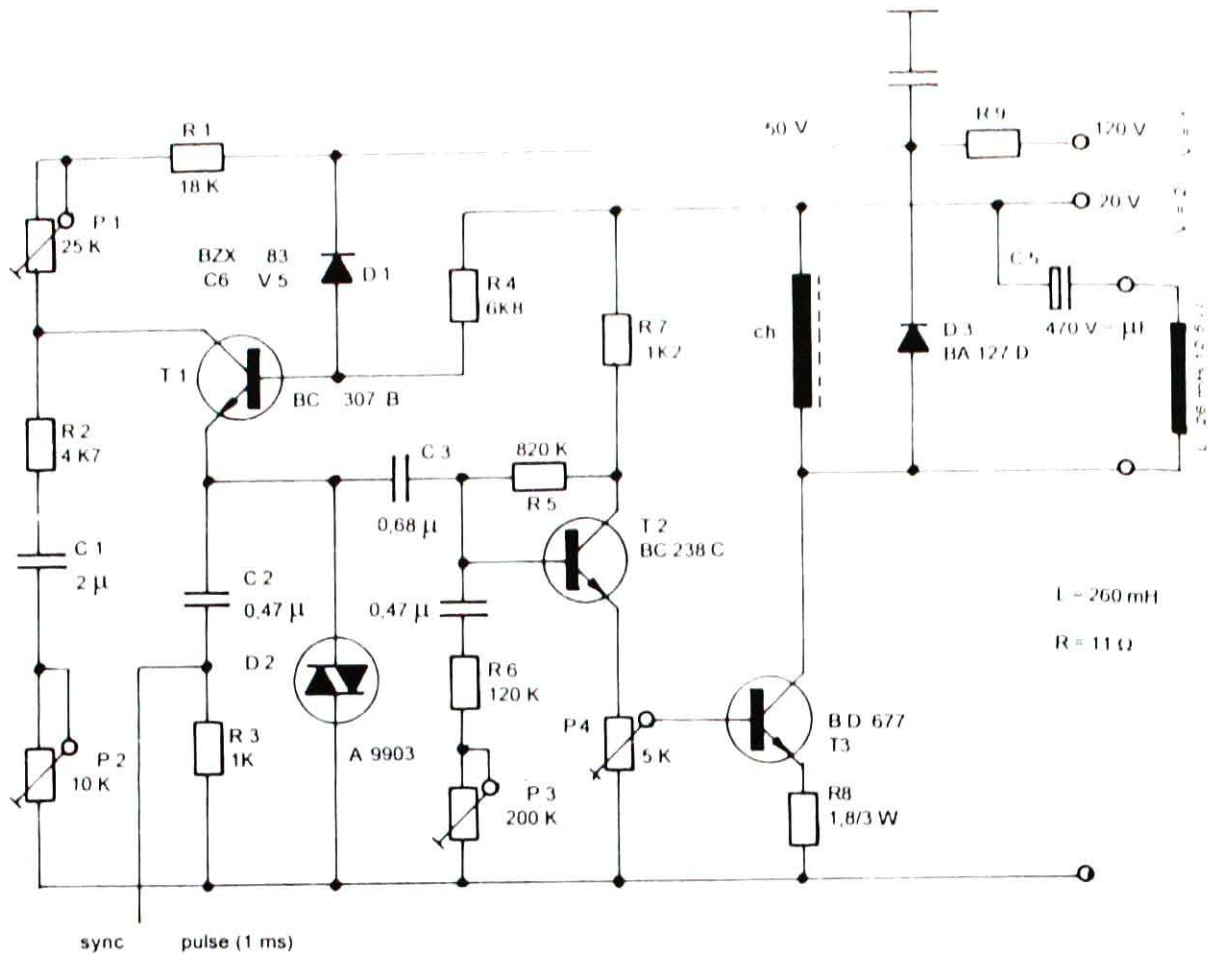


Fig. 85. Circuito de aplicação

Quando a tensão entre os terminais de C2 supera o valor de disparo de D2 (DIAC), este entra em condução e C2 se descarrega rapidamente através do DIAC e de R3. Como a corrente entregue por T1 é insuficiente para manter D2 em condução, quando a tensão entre os terminais de C2 cai abaixo do ponto mínimo, D2 corta e se inicia um novo ciclo de carga.

A frequência será determinada por P1 e a linearidade controlada por meio dos potenciômetros, ou trimpots P2 e P3. P4 controla a corrente do transistor de saída, que é um darlington. Controlando a corrente de T3, controla-se também a altura da imagem.

Quanto aos DIACs, é interessante observarmos se os fabricantes informam as tensões em que se dá o disparo, com o nome de *breakover voltage*, representadas por V(BO), a tensão em que cessa a condução *breakback voltage*, bem como a máxima dissipação de potência e a máxima corrente (IF), que o dispositivo pode suportar. Na Fig. 86, ilustramos a curva de característica de um DIAC.

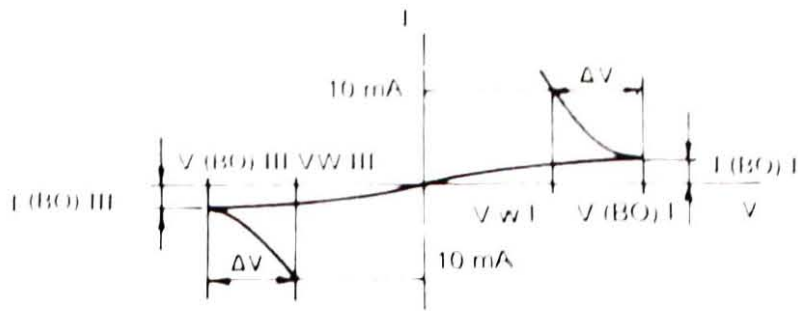


Fig. 86. Curva característica de um DIAC

Detectores de luz (fotodetectores)

Consideraremos, em um primeiro apanhado, os elementos detectores de luz, os que convertem sinais luminosos em sinais elétricos.

O fotodiodo é a unidade básica para o funcionamento dos elementos fotossensíveis de silício ou germânio, porém atualmente os de silício são mais utilizados.

Quando a luz com um determinado comprimento de onda se dirige a uma junção PN (fotodiodo), os pares elétron-lacuna criados movimentam-se pela região da junção, devido ao campo surgido ao longo da zona de estrangulamento. A Fig. 87 ilustra a junção PN de um fotodiodo inversamente polarizado.

O resultado é um fluxo de corrente no circuito, proporcional à radiação efetiva sobre o elemento. Com isto, seu comportamento é o de um gerador de corrente, uma vez alcançada a tensão de avalanche. Tal elemento tem baixo coeficiente de temperatura e a resposta é da ordem de microssegundos. Os fotodiodos estão normalmente colocados sobre uma pastilha de silício, elaborada segundo o mesmo processo de dopagem que o dos amplificadores, que opcionalmente estão integrados conjuntamente com eles, de forma que o fotodiodo e o amplificador respondem como um elemento único à alimentação, temperatura e formas de comutação.

Quando o coeficiente de absorção da luz no silício decresce conforme aumenta o comprimento de onda da radiação, forma-se na superfície do silício uma menor porcentagem de pares elétrons-lacuna e assim, este fenômeno faz com que o fotodiodo exiba um pico na resposta para radiações de determinado comprimento de onda. Portanto, a resposta espectral de um fotodiodo é função da sua junção PN.

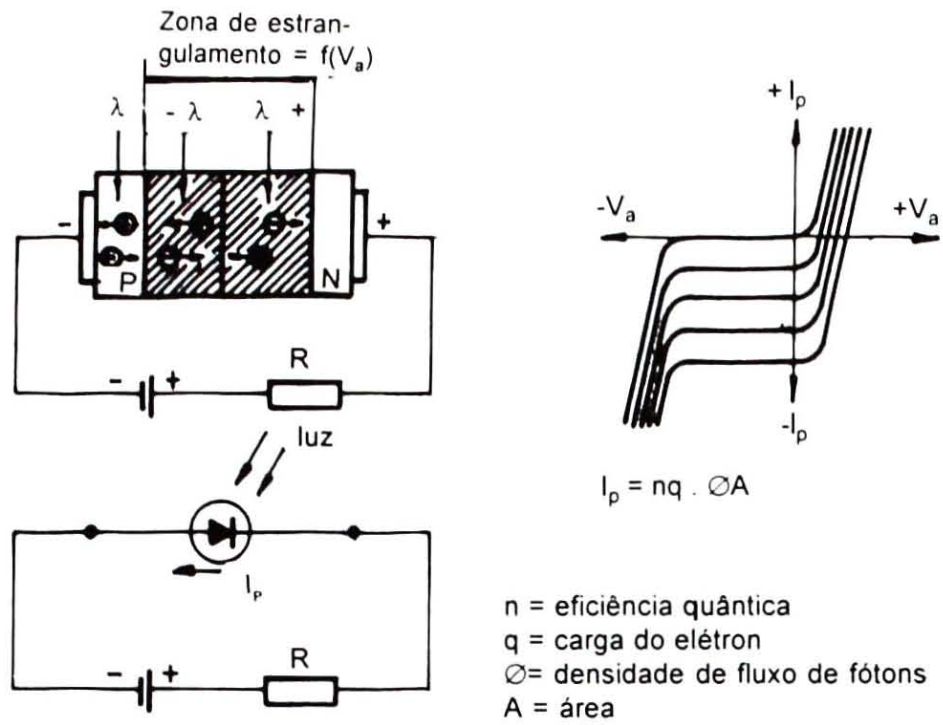


Fig. 87. Junção PN de um fotodiodo inversamente polarizado

A Fig. 88 ilustra a junção de um fotodiodo polarizada diretamente.

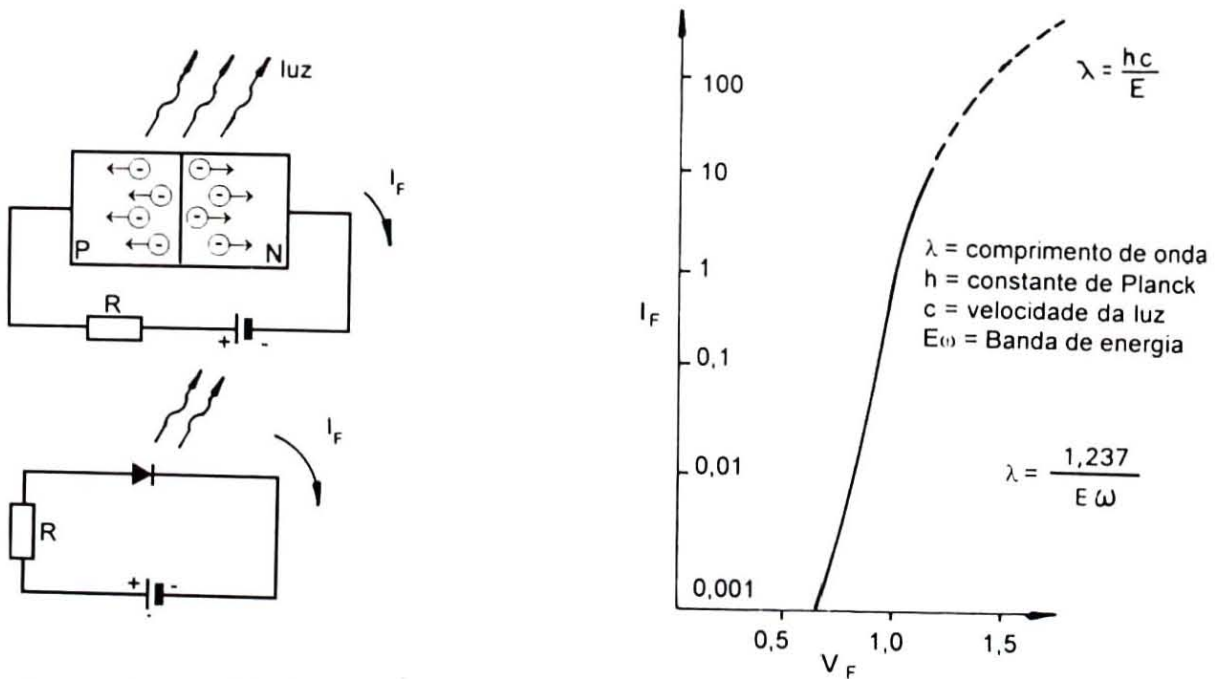


Fig. 88. Junção PN de um fotodiodo polarizado diretamente

Os principais parâmetros que definam a função dos fotodiodos são:

- a) tensão reversa de ruptura da junção PN, polarizada reversamente (por exemplo 85 V para uma corrente reversa de $I_r = 10 \text{ nA}$)
- b) correntes de fuga
- c) capacidades parasitas
- d) correntes máximas
- e) potência dissipada

Normalmente, os fabricantes proporcionam gráficos dos parâmetros anteriores, em função da frequência de operação. A Fig. 89 ilustra a variação da tensão de saída com a frequência.

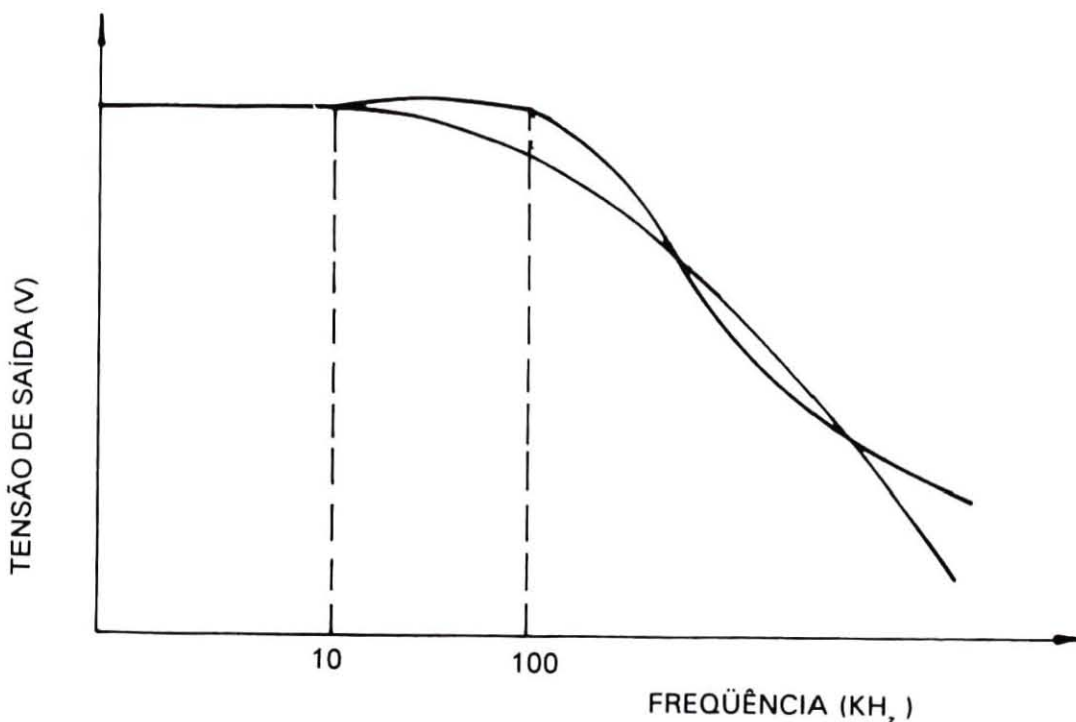


Fig. 89. Variação da tensão de saída com a frequência

A Fig. 90 ilustra a variação da corrente de fuga com a temperatura.

A Fig. 91 ilustra uma aplicação para indicador de direção, onde os dois tiristores Th_1 e Th_2 formam um circuito biestável sendo controlados pelos transistores T_1 e T_2 . Quando os fotodiodos se acham suficientemente iluminados, a queda de tensão nas resistências R_1 e R_2 é elevada, e os dois transistores se acham bloqueados e com

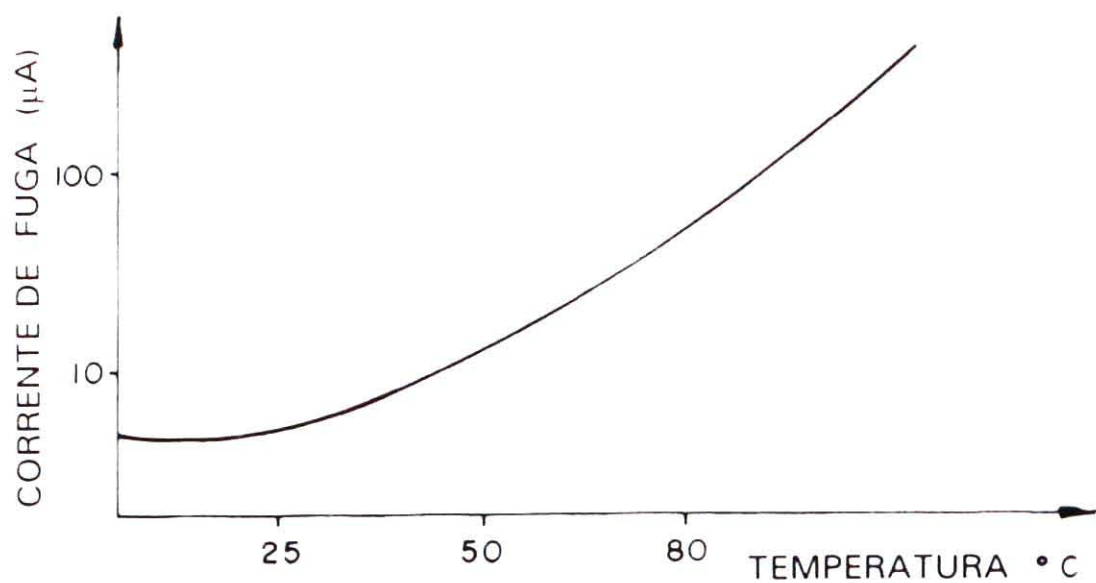


Fig. 90. Variação da corrente de fuga com a temperatura

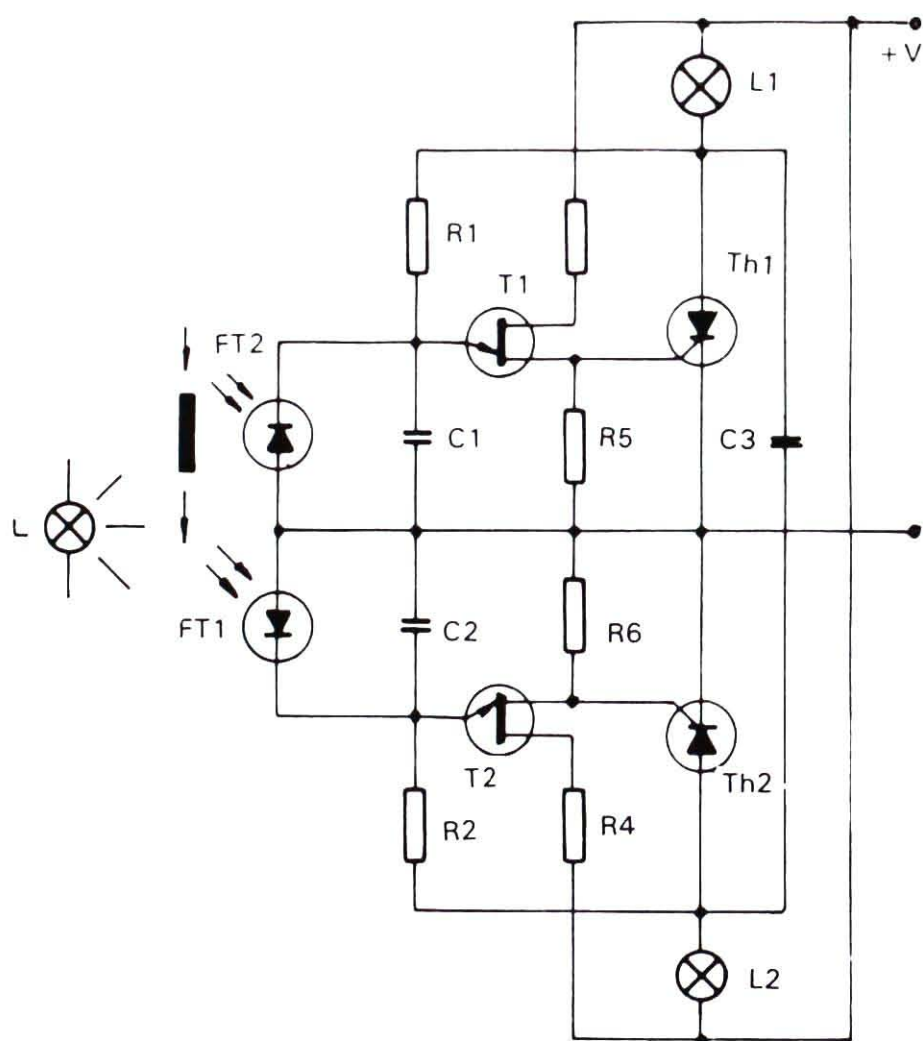


Fig. 91. Circuito indicador de direção

eles, os tiristores. Assim, as lâmpadas L1 e L2 permanecem apagadas. Se um objeto move-se entre a fonte de luz e os fotodiodos, de modo a interromper a luz, isto é, supondo inicialmente entre a fonte de luz e FT2, o transistor UJT T1 é ativado e conseqüentemente, o tiristor Th1 e a lâmpada L1 são ligados. Se agora, FT1 não recebe luz, o transistor UJT T2 é ativado e, conseqüentemente, o tiristor Th2 e a lâmpada L2 são ligados.

As lâmpadas indicam sempre a direção em que foi o último movimento do objeto. Quanto aos fototransistores, estes são constituídos por transistores sensíveis à luz e são, na sua essência, combinações de fotodiodos.

A Fig. 92 ilustra a corrente fotônica gerada em um fototransistor.

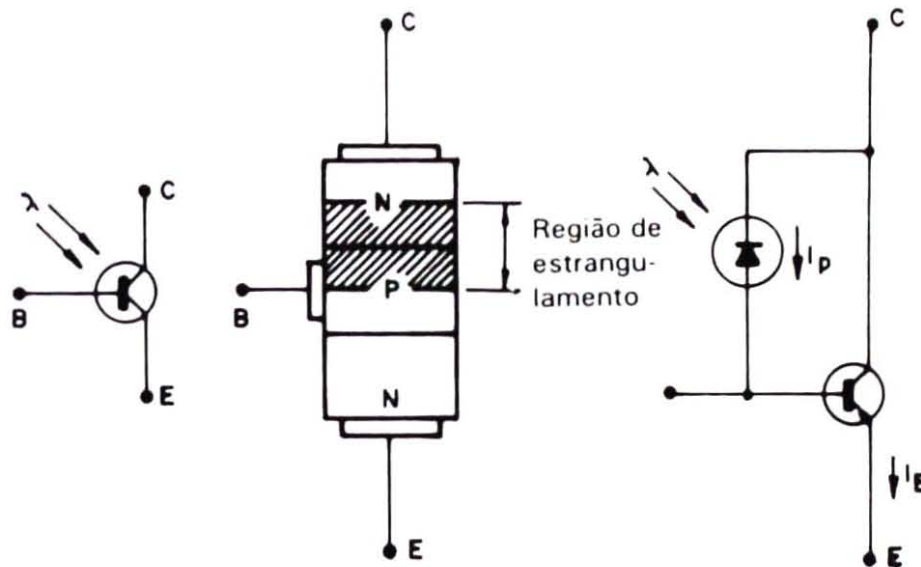


Fig. 92. Corrente fotônica gerada em um fototransistor

Dirigindo um raio de luz para uma junção PN (coletor base) polarizada reversamente, a fórmula que rege o processo de emissão de corrente no emissor é dada por:

$$I_E = (I_p + I_B) (H_{fe} + 1)$$

onde:

I_p = corrente de base gerada por fótons

I_B = corrente de base

I_E = corrente de emissor

H_{fe} = ganho estático de corrente de transistor

Isto mostra que, a sensibilidade do fototransistor pode ser influenciada por diferentes níveis de tensão da base, bem como depende de tensões de alimentação e temperatura (isto devido a H_{fe}). A velocidade de resposta também depende destes mesmos fatores devido ainda à capacidade parasita do fotodiodo e às baixas correntes de base. Ademais, o ganho de tensão do amplificador proporcionará um tempo de comutação que será dependente do circuito RC de base. Mas ao aumentar H_{fe} , dar-se-á lugar à corrente de fuga, que é expressa pela corrente de perda coletor-base, segundo a expressão:

$$I_{ceo} = H_{fe} \cdot I_{cbo}$$

Logo, necessita-se de certo cuidado para minimizar as correntes de fuga e manter uma alta sensibilidade luminosa. A Fig. 93-a e 93-b apresentam os modelos equivalentes de um fototransistor para baixas e altas frequências (com base flutuante).

Na Fig. 93, I_p é a corrente gerada fonicamente. C_{bc} , C_{be} e C_{ce} são capacitâncias parasitas entre as diversas junções e R_{be} é a resistência base-emissor. As margens de frequência usadas dependem não só dos sinais a tratar, mas da resistência de carga, segundo se observa na Fig. 94. Em aplicações de alta frequência (comutação) é mais conveniente considerar o transistor como uma fonte de corrente constante e uma resposta transitória de primeira ordem.

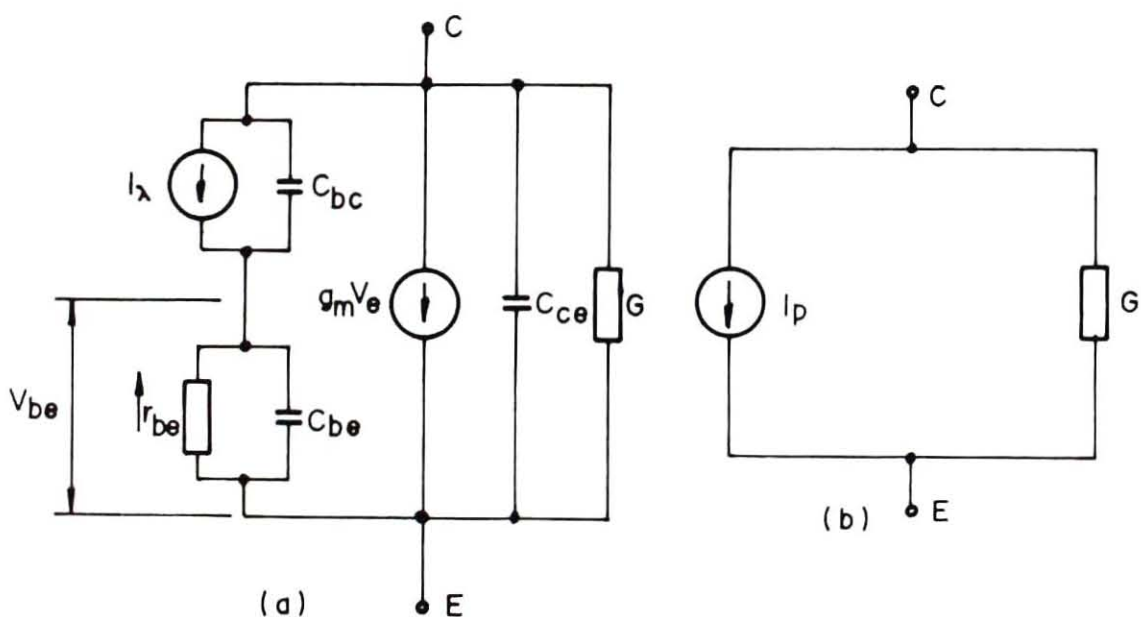


Fig. 93. Modelo aproximado de um fototransistor para altas frequências (em a) e baixas frequências (em b).

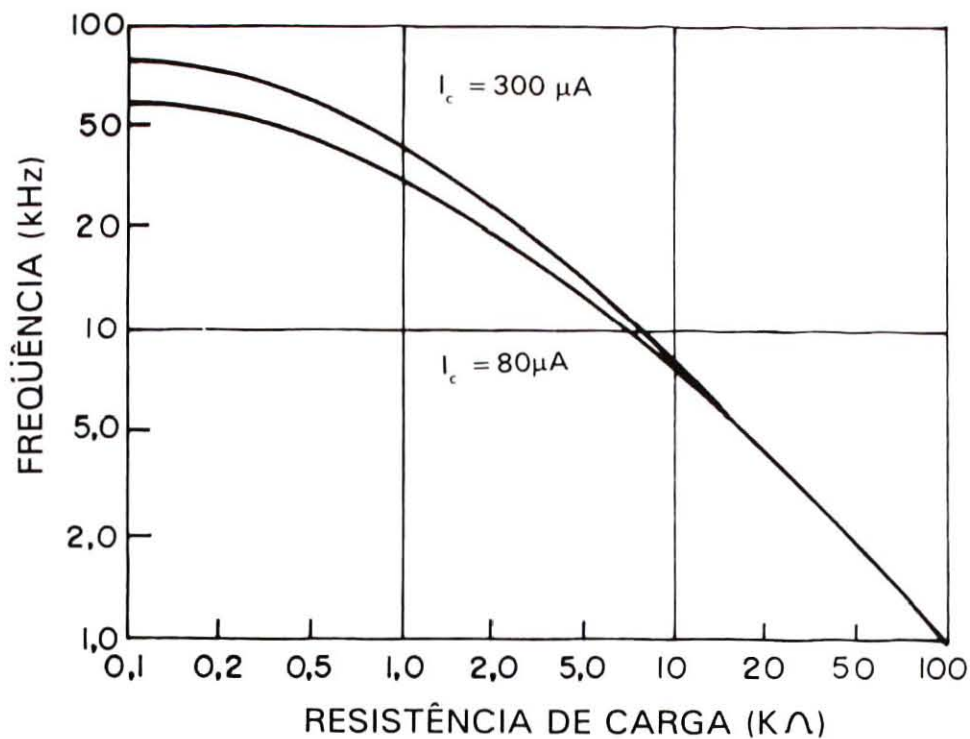


Fig. 94. Domínio da freqüência, segundo a resistência de carga

Assim, ao calibrar o fototransistor na região de corte e saturação, produz-se um retardo de transmissão, o qual está associado com a constante $R_{be} \cdot C_{be}$.

Normalmente, é necessário consultar as características do fabricante e verificar em que freqüência a característica específica de capacitância da junção base-emissor é apreciável. Isto decorre normalmente, na troca da corrente de carga (troca da resistência de carga), cujas correspondências são mostradas na Fig. 95. Observa-se, em aplicações, que as maiores dificuldades em alta freqüência é a dependência da resposta em freqüência com a carga.

Uma alternativa para otimizar o tempo de resposta na comutação dos fototransistores, é o circuito apresentado na Fig. 96.

Uma típica aplicação em baixa freqüência é um regulador de tensão para detectar trocas na tensão de rede, tal como se observa na Fig. 97.

Nas lâmpadas incandescentes, a emissão de luz depende da tensão RMS aplicada. O fototransistor é sensível a trocas de intensidade luminosa e pode ser utilizado como monitor.

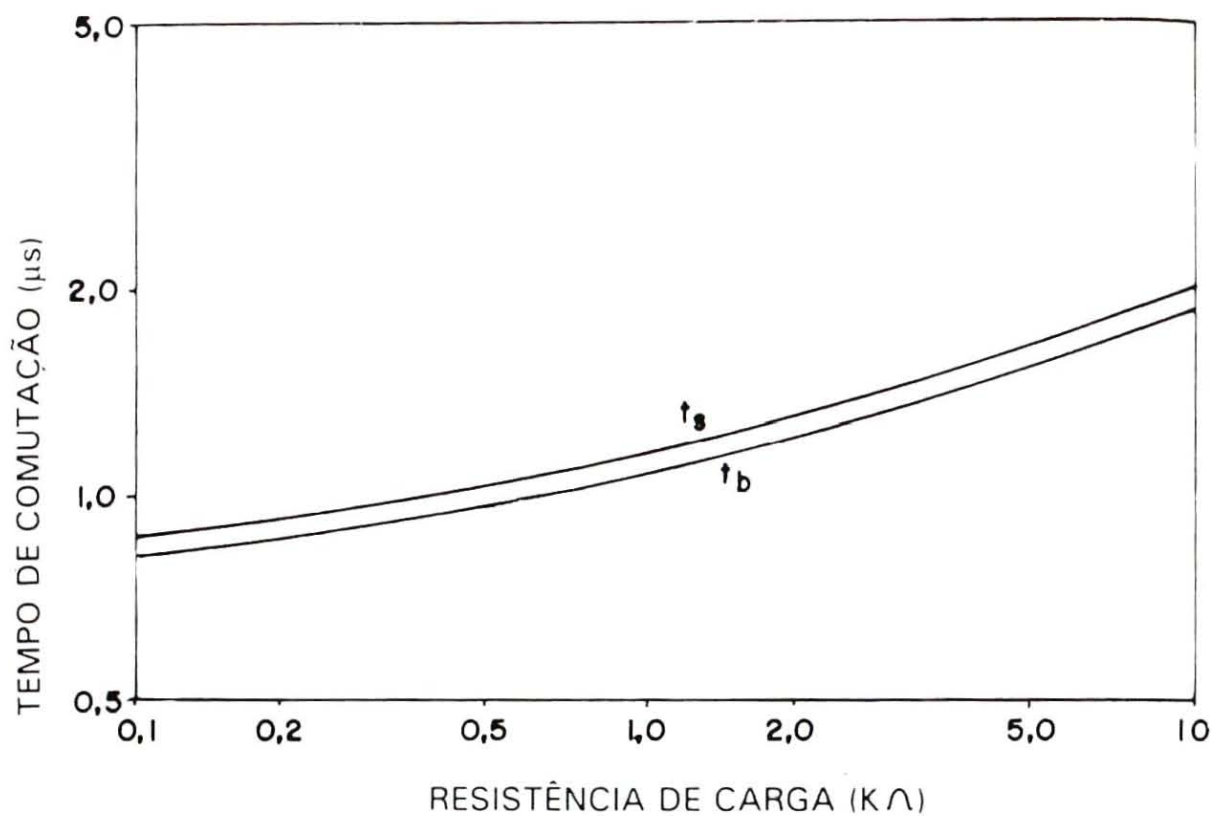


Fig. 95. Varia do tempo de comutação em função da carga

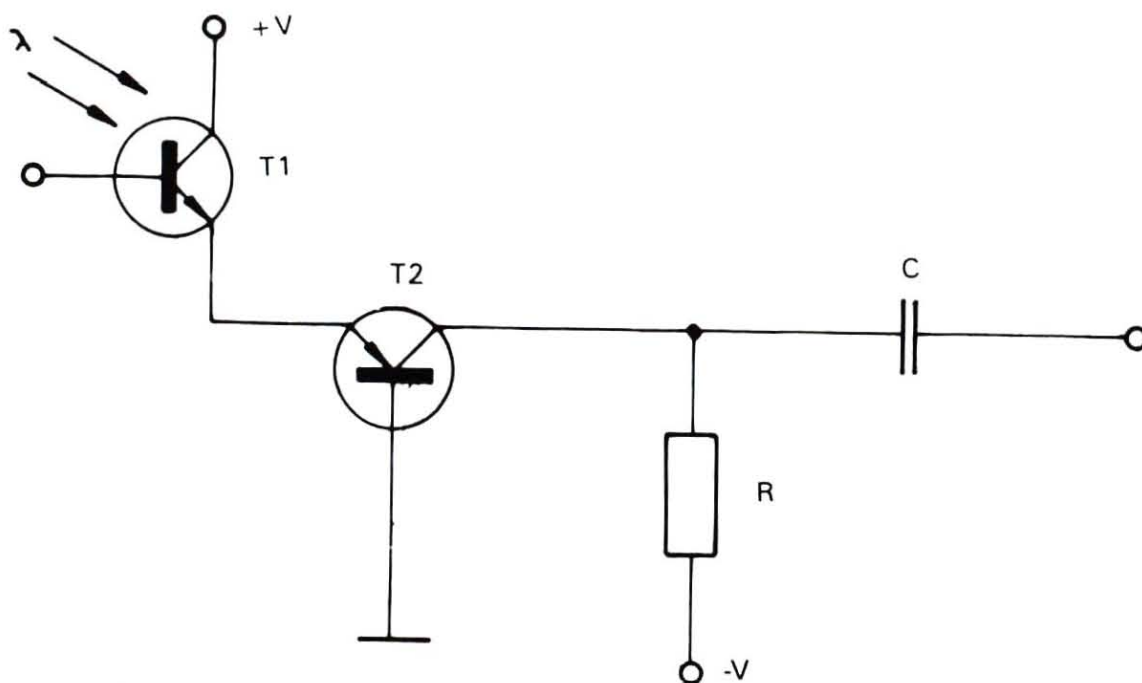


Fig. 96. Circuito para otimizar o tempo de comutação dos fototransistores

Estes sistemas são utilizados em locais onde devem ser constantes os níveis de iluminação, apesar das variações de tensão elétrica da rede.

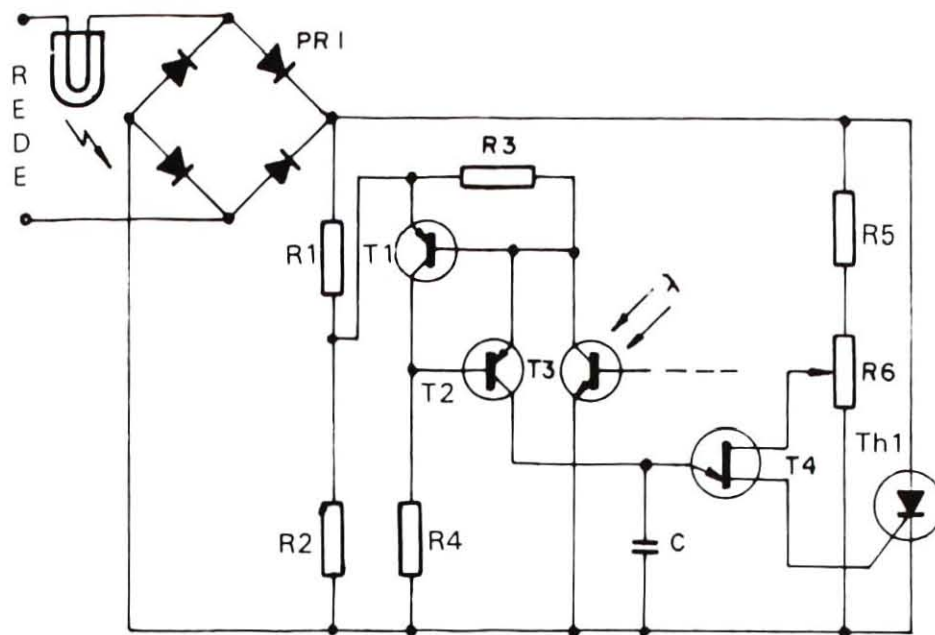


Fig. 97. Aplicação em baixa frequência

Assim, o circuito da Fig. 97, possibilita o controle do ângulo de condução do SCR através do transistor JFET (T4). Os transistores T2 e T1 formam uma fonte de corrente constante para carregar o capacitor C. A grandeza desta corrente de carga junto com R6 controlam o tempo de disparo de T4, o qual, por sua vez, controla o ângulo de condução do tiristor.

Ao subir a tensão da rede, a lâmpada brilha mais fortemente e a corrente em T3 sobe, fazendo com que T4 reduza o tempo de condução e em conseqüência diminui o ângulo de disparo do tiristor, mantendo-se constante a tensão da lâmpada.

Na Fig. 98, mostra-se um aplicação em alta frequência de um comutador composto de uma série de tiristores, os quais são disparados simultaneamente, a partir de uma única fonte de luz por um sistema de fibras ópticas.

O divisor de tensão formado por R1 e R2 proporcionam polarização aos fototransistores T1 e T2 e corrente no *gate* do tiristor Th1. Ao ser ativado, cada fototransistor possibilita a descarga do capacitor C, possibilitando, assim, a operação dos tiristores adjacentes. Este método elimina os retardos indutivos e, pelo uso de fibras ópticas, elimina-se a utilização de transformadores de pulso, para disparo dos tiristores.

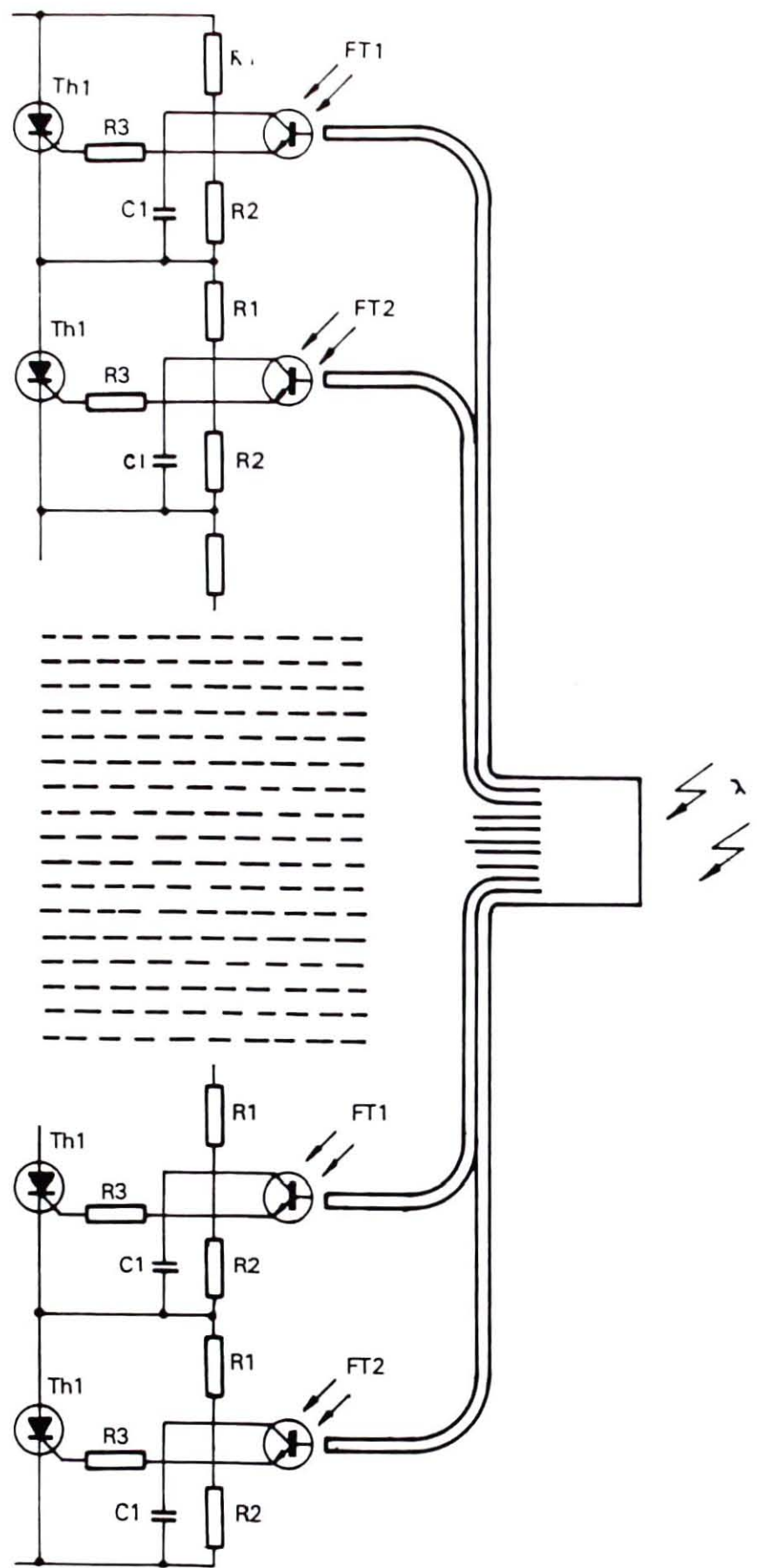


Fig. 98. Uma aplicação em alta frequência

Fotodarlington

O fotodarlington é basicamente um fototransistor, sendo porém acompanhado de estágio ou estágios suplementares, em um único invólucro. Apresenta ganho maior, que pode ser expresso por:

$$I_{E2} = [I_{p2} + I_{p1} (H_{fe1} + 1)] (H_{fe2} + 1)$$

ou :

$$I_{E2} \approx I_{p1} H_{fe1} H_{fe2}$$

onde:

I_E = corrente de emissor

I_p = corrente fotônica

H_{fe} = ganho de corrente dos transistores 1 e 2

A Fig. 99 ilustra a configuração de um fotodarlington. O tempo de resposta é sempre menor que em um fototransistor, e as perdas

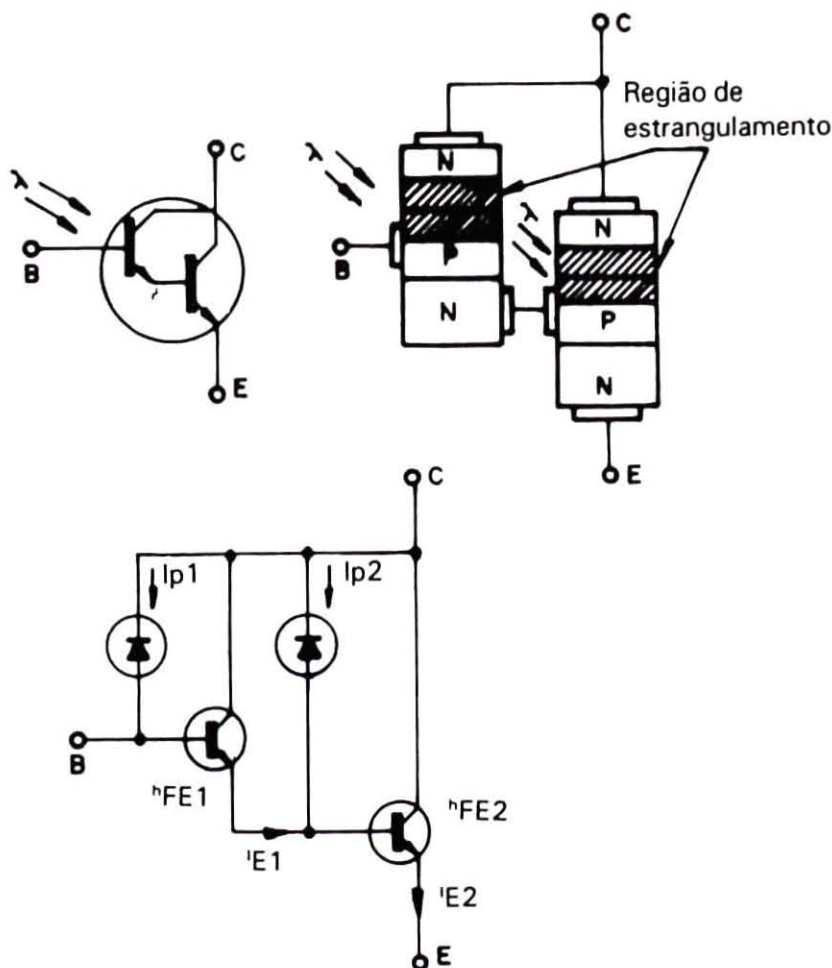


Fig. 99. Configuração de um fotodarlington

por correntes de fuga são amplificadas no dispositivo darlington. Porém apresenta vantagens, tais como interfaces com circuitos TTL.

Fototiristores

A Fig. 100 ilustra o circuito equivalente de um retificador controlado de silício. A corrente fotônica gerada na junção PN polarizada, reversamente, alcança a região de *gate* para polarizar em sentido

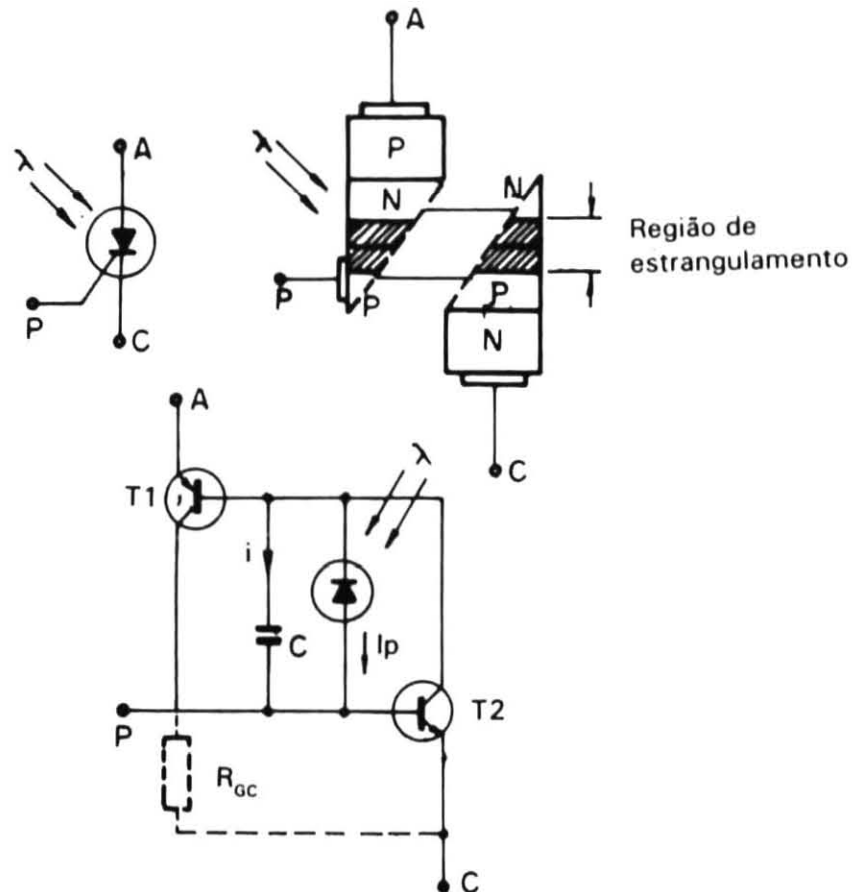


Fig. 100. Foto SCR e circuito equivalente

direto o transistor NPN e iniciar a comutação. A equação geral para o foto SCR pode ser expressa por:

$$I_A = \frac{\alpha_2 [(I_p \pm I_g) \pm I_{cbo(1)} + I_{cbo(2)}]}{1 - \alpha_1 - \alpha_2}$$

onde:

I_A = corrente de anodo

I_p = corrente fotônica

I_g = corrente de *gate*

α = ganho em corrente

I_{cbo} = corrente de perda

Todos os demais parâmetros do foto SCR são similares aos do SCR normais. Suas aplicações podem ser em comutação de cargas, acoplamentos de circuitos de passagem por zero, relés de AC, entre outros.

Sistemas emissores e detectores de luz integrados (fotoacopladores)

O fotoacoplador ou fotoisolador consta de um diodo emissor, normalmente no infravermelho, um material dielétrico transparente e um fotodetector, todos em um mesmo encapsulamento. A Fig. 101, ilustra fotoacopladores típicos. Para aplicá-lo, deve-se co-

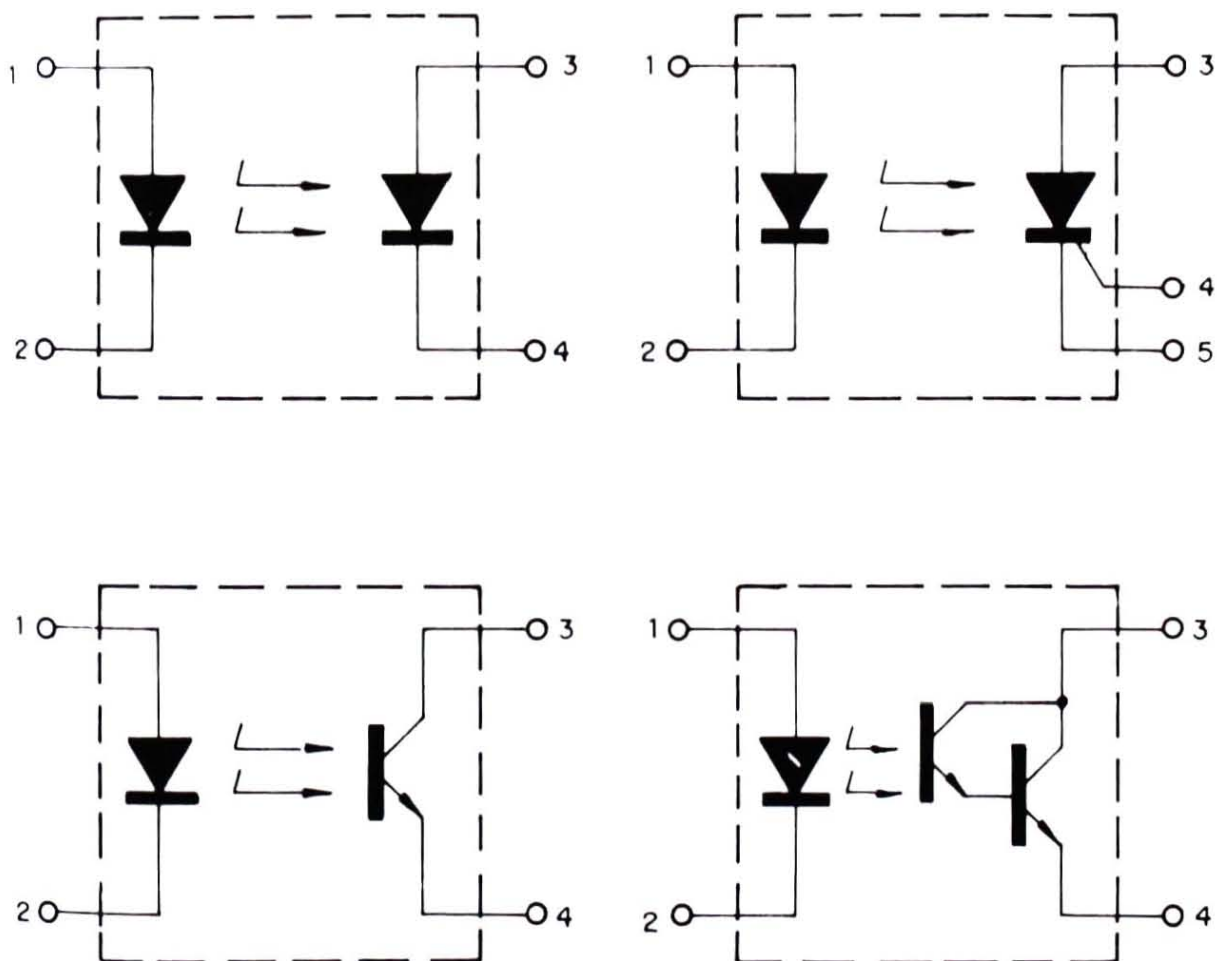


Fig. 101. Fotoacopladores típicos

anhecer as características fornecidas pelos fabricantes de catálogo. Nestes dispositivos, os pontos mais importantes a considerar são:

- a) eficiência de acoplamento
- b) velocidade de resposta
- c) quedas de tensão
- d) características frequência x carga

Uma aplicação típica de fotoacopladores é o disparo em série de SCR, para controle de cargas indutivas. A Fig. 102 ilustra esta aplicação.

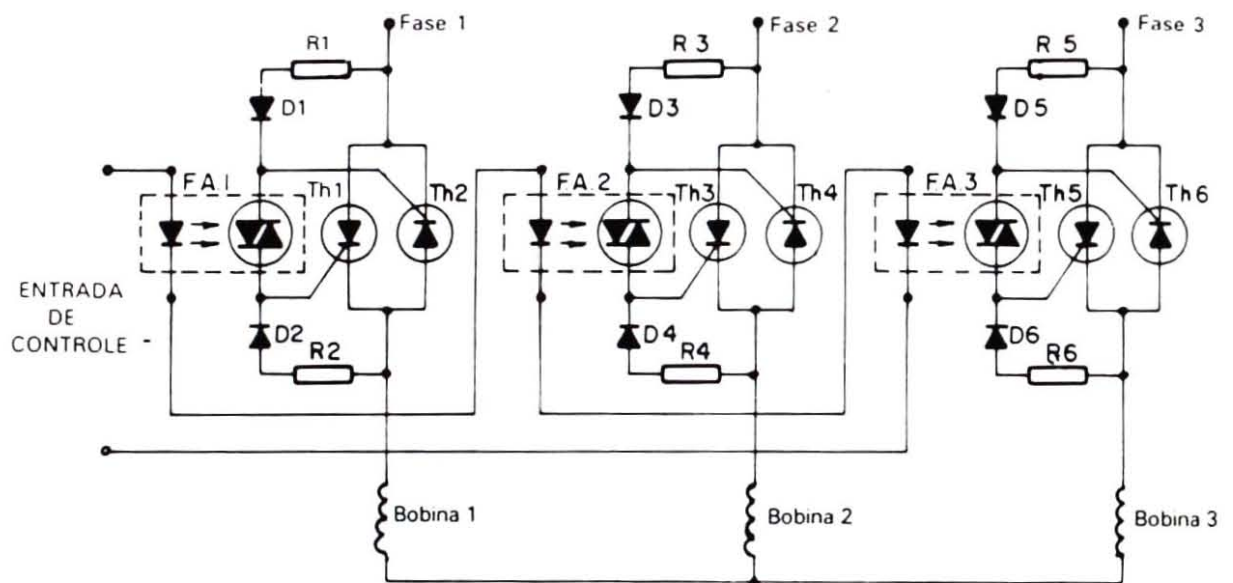


Fig. 102. Disparo em série de SCR para controle de cargas indutivas

CAPÍTULO 5

Amplificadores operacionais, microprocessadores e arquitetura de computadores em instrumentação

Métodos analógicos modernos têm a sua pedra fundamental no amplificador operacional que nada mais é do que um amplificador de corrente contínua de grande estabilidade, alto ganho, com características de frequência controláveis e geralmente possui entradas diferenciais. Quando um dos circuitos de entrada e um circuito de realimentação são ligados ao amplificador, várias operações matemáticas podem ser executadas e daí o nome amplificador operacional.

Em instrumentos de laboratório utilizados na pesquisa agropecuária, os amplificadores operacionais têm sido usados freqüentemente, e suas propriedades hipoteticamente ideais de entradas diferenciais permitem a execução de operações de adição, subtração, inversão, diferenciação e integração. Neste capítulo será apresentada uma introdução aos amplificadores operacionais, microprocessadores e computadores com um enfoque voltado às tarefas de manutenção de instrumentos da pesquisa agropecuária em função dos parâmetros de circuitos externos e sistemas.

Amplificador operacional ideal

Independentemente de diferenças quanto à sua aplicação nos mais variados circuitos, os amplificadores operacionais têm algumas características descritivas em comum. Estas características podem ser mais facilmente estudadas em um amplificador operacional hipoteticamente ideal. O símbolo do amplificador está indicado na Fig. 103, onde o triângulo indica o sentido de fluxo. Como em geral os amplificadores operacionais são amplificadores diferenciais de corrente contínua, as entradas 1 e 2 são balanceadas e têm tensões e_1 e e_2 . O sinal de entrada é a diferença das tensões de entrada ($e_1 - e_2$) e o sinal de saída é dado por $e_0 = f(e_1 - e_2)$, dependendo apenas dos limites positivo e negativo de saturação do amplificador sendo que f é a função de transferência.

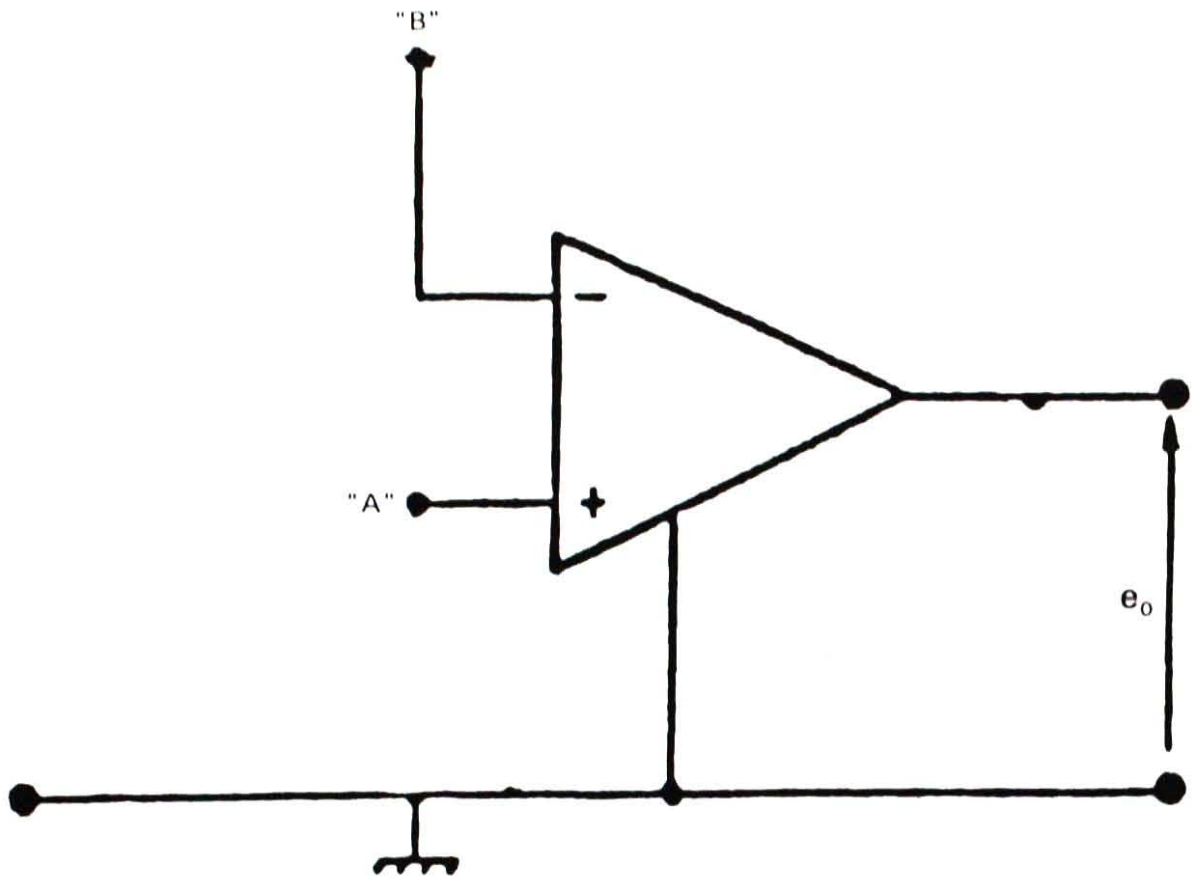


Fig. 103. Representação simbólica do amplificador operacional

Se considerarmos o amplificador operacional independentemente dos circuitos que a ele estão ligados, encontraremos as seguintes propriedades:

a) Ganho infinito - do ponto de vista quantitativo, se a função de transferência é determinada apenas pelas impedâncias dos circuitos de entrada e de realimentação, um ganho infinito é um pré-requisito. Do ponto de vista qualitativo, quanto mais efetivo for o amplificador, mais elevado será o ganho.

b) Impedância de entrada infinita - isto quer dizer que a fonte de sinal não é afetada pelo amplificador e não há fluxo de corrente nos terminais de entrada.

c) Impedância de saída nula - o amplificador não é afetado pela carga e pode fornecer qualquer valor de corrente que seja necessária, podendo operar como uma fonte de impedância nula para o estágio do amplificador seguinte.

d) Resposta instantânea - a resposta de frequência é plana e a largura de faixa é infinita.

e) Quando o sinal de entrada ($e_1 - e_2$) é zero, o sinal de saída é zero.

Aplicação dos amplificadores operacionais

Utilizando as propriedades do amplificador operacional, podemos associá-lo a circuitos de entrada (representados pelas impedâncias Z_1 e Z_2) e pelo circuito de realimentação (representado pela impedância Z_f), conforme indicado na Fig. 104.

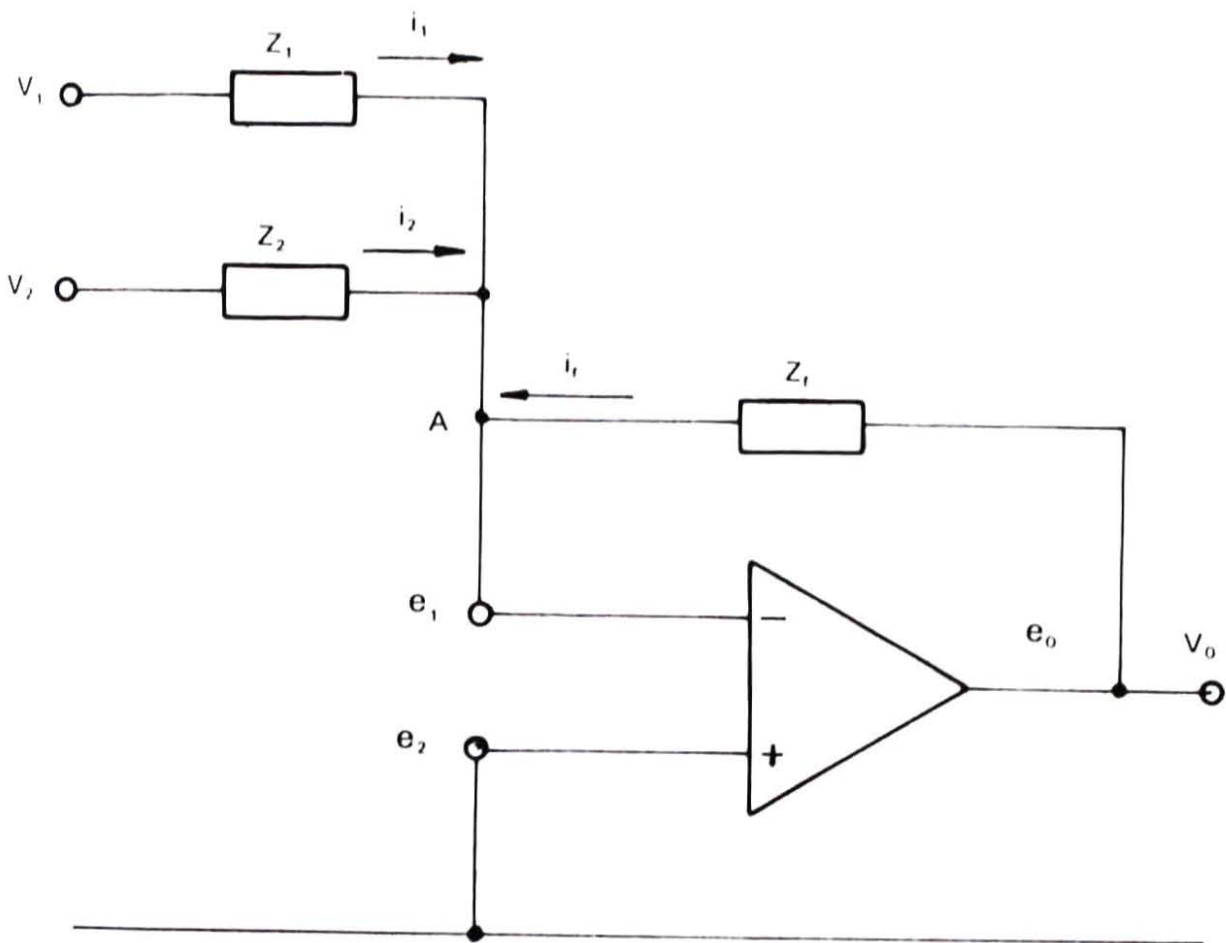


Fig. 104. Amplificador operacional com os circuitos de entrada e de realimentação

No nó A, tem-se:

$$I_1 + I_2 + I_f = 0$$

$$\frac{V_1 - e_1}{Z_1} + \frac{V_2 - e_1}{Z_2} = \frac{e_1 - e_0}{Z_f}$$

A tensão e_1 pode ser considerada igual a zero, porque o ganho e a largura de faixa do amplificador são infinitos, portanto:

$$\frac{V_1}{Z_1} + \frac{V_2}{Z_2} = -\frac{V_0}{Z_f}$$

$$-V_0 = \frac{Z_f}{Z_1} \cdot V_1 + \frac{Z_f}{Z_2} \cdot V_2$$

Essas relações em conjunto com as relações abaixo:

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_1}$$

$$I_2 = \frac{V_2}{Z_2}$$

$$I_f = \frac{V_0}{Z_f}$$

permitem determinar as operações fundamentais que o amplificador operacional pode efetuar.

Inversor de ganho unitário

Se considerarmos as impedâncias do circuito da Fig. 105 puramente resistivas, teremos um inversor.

Na equação anterior podemos substituir Z_1 e Z_f por R e teremos:

$$V_0 = -V_1 \cdot \frac{R_f}{R_1} = -V_1$$

Se $R_1 < R_f$, teremos um amplificador inversor:

$$V_0 = -V_1 \cdot \frac{R_f}{R_1}$$

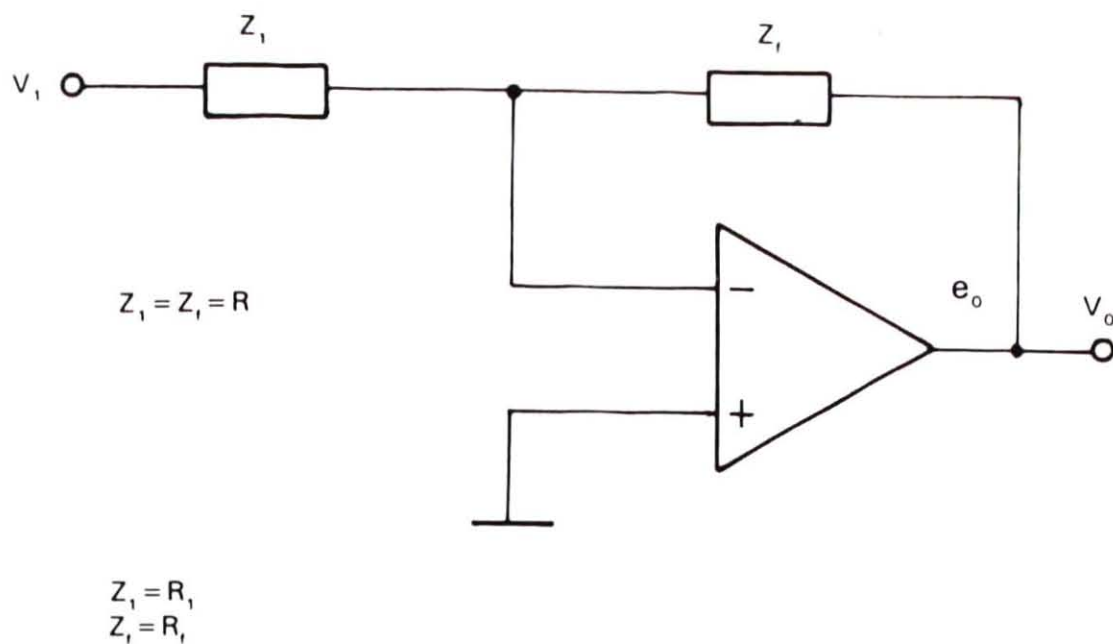


Fig. 105. Amplificador operacional ligado como um inversor de ganho unitário

Amplificador não-inversor

Novamente, com impedâncias resistivas e ligações conforme a Fig. 106, podemos escrever que:

$$V_0 = V_1 \cdot \left(\frac{R_1 + R_f}{R_1} \right)$$

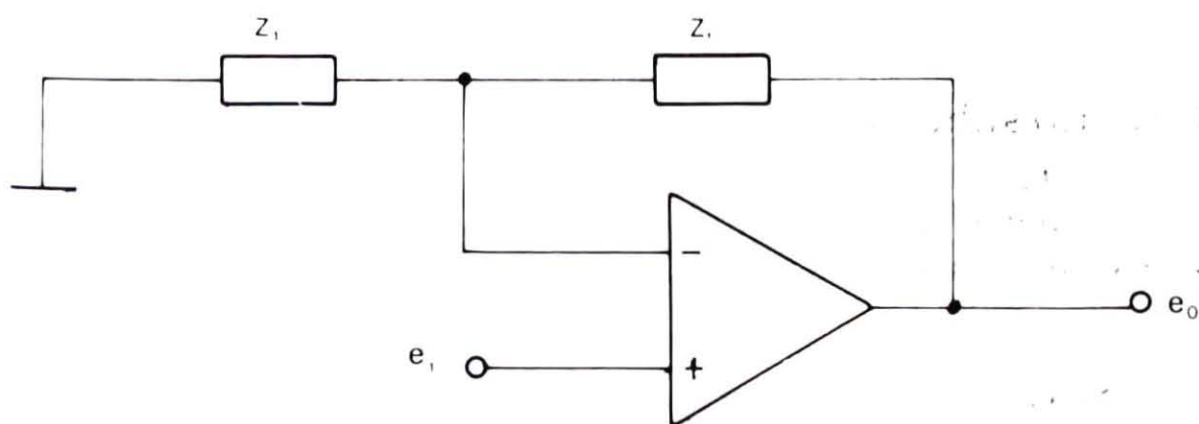


Fig. 106. Amplificador operacional não-inversor

Circuito seguidor (abaixador de impedância)

No circuito da Fig. 107, temos um seguidor de ganho unitário no qual o sinal de saída é realimentado para a entrada sem atenuação. Assim, temos impedância infinita na entrada e impedância zero na saída, e como o circuito não é inversor, é válida a relação:

$$e_0 = e_1$$

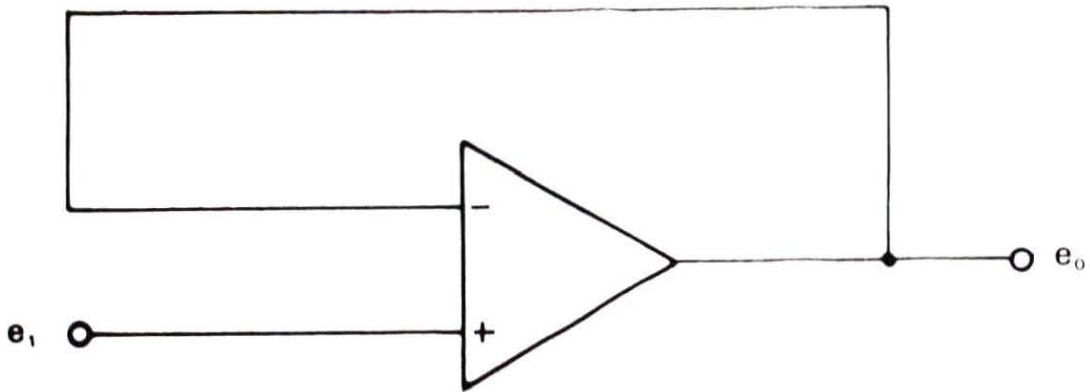


Fig. 107. Amplificador operacional seguidor (de ganho unitário)

Amplificador operacional adicionador inversor

Com impedâncias $Z_1, Z_2, Z_3, \dots, Z_n, Z_f$ iguais a R e puramente resistivas, o circuito da Fig. 108 serve para adicionar as tensões dos sinais de entrada e inverter a polaridade na saída.

Para n circuitos resistivos de entrada, temos:

$$V_0 = -(V_1 + V_2 + V_3 + \dots + V_n)$$

Circuito subtrator

Se todas as resistências são idênticas, o circuito da Fig. 109 fornece uma saída que é igual à diferença entre os sinais de entrada V_1 e V_2 , e a equação para o sinal de saída é dada por:

$$V_0 = V_2 - V_1$$

Se os resistores forem desiguais, o sinal de saída será:

$$V_0 = V_2 \cdot \frac{R_0}{R_2} - V_1 \frac{R_f}{R_1}$$

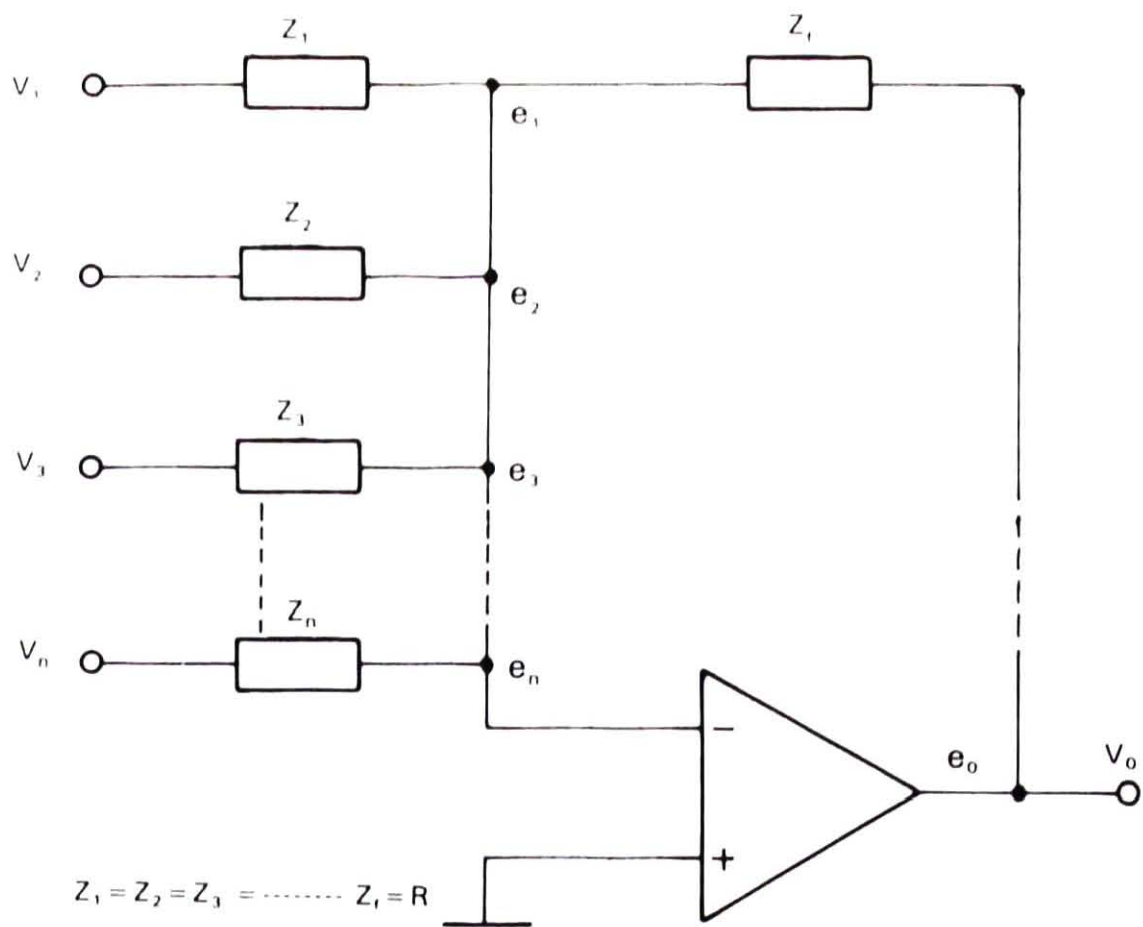


Fig. 108. Amplificador operacional adiconador

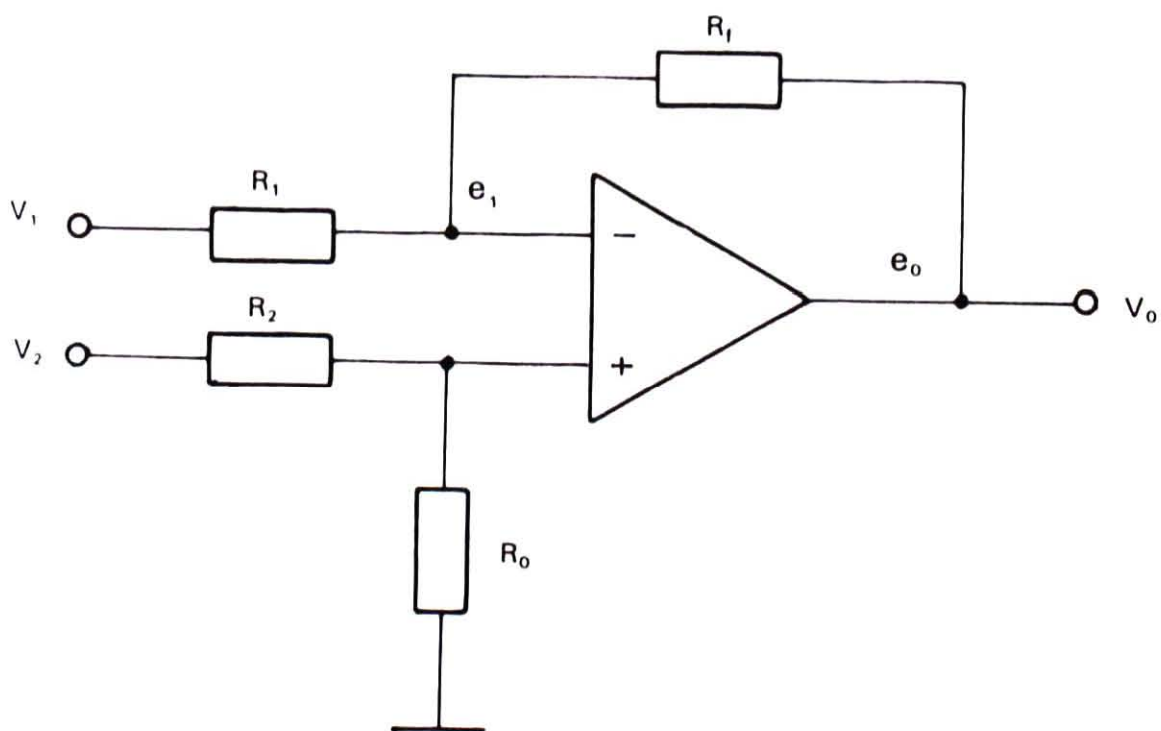


Fig. 109. Amplificador operacional subtrator

Circuito integrador

O circuito da Fig. 110 é fundamental na solução de equações diferenciais e na simulação de sistemas dinâmicos. No momento em que a corrente no terminal de entrada é nula, toda a corrente que circula pelo resistor do circuito de entrada deve circular pelo circuito capacitivo de realimentação, e deste modo,

$$V_0 = -\left(\frac{1}{RC}\right) \int_0^t V_1(t) dt$$

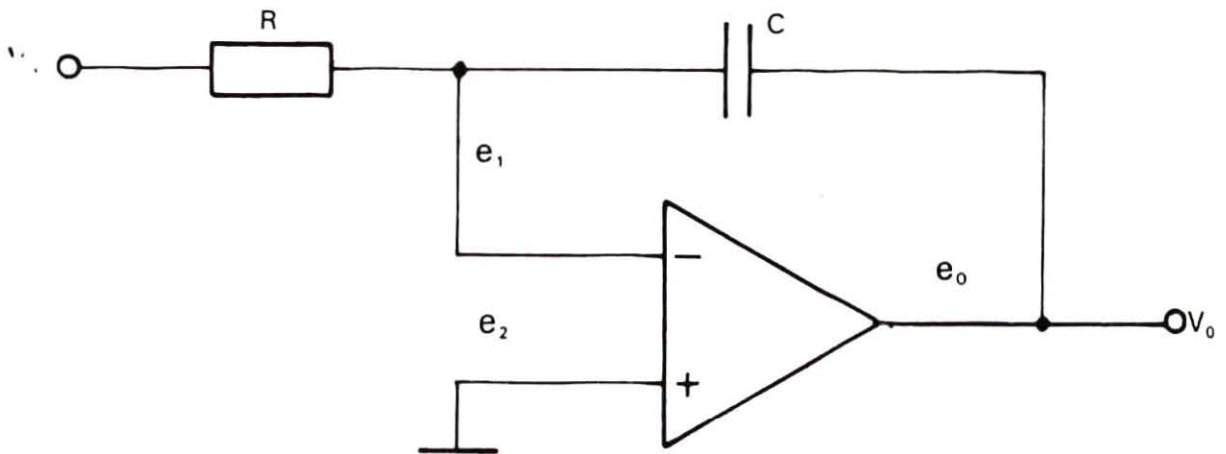


Fig. 110. Amplificador operacional integrador

Circuito diferenciador

Com um circuito capacitivo de entrada, o sinal de entrada é diferenciado. No circuito da Fig. 111, a equação do sinal de saída é dada por:

$$V_0 = -RC \cdot \frac{dv_1}{dt}$$

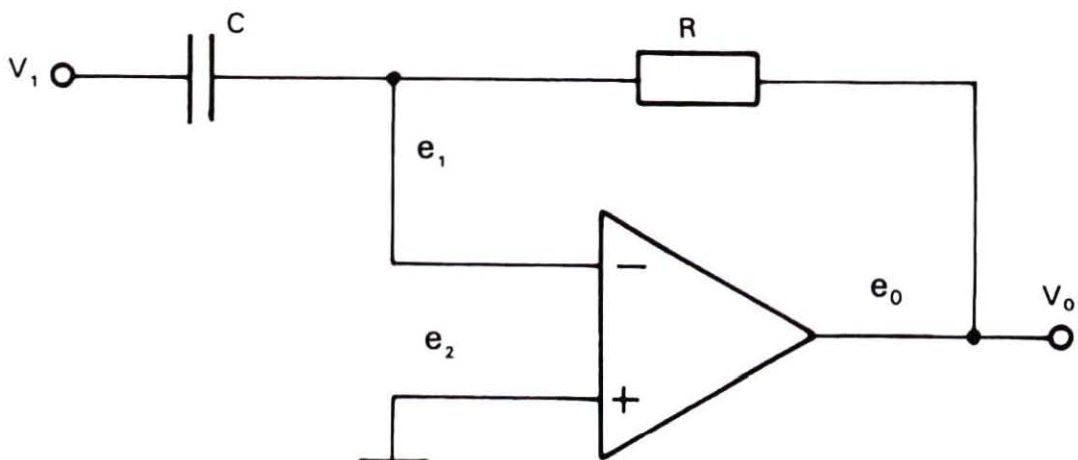


Fig. 111. Amplificador operacional diferenciador

Amplificador operacional real (circuito equivalente)

Analisaremos agora os inconvenientes apresentados pelo amplificador operacional. A cada uma das entradas de um amplificador operacional, devemos aplicar uma tensão e uma corrente necessárias à obtenção do ponto quiescente (V_{ao} , V_{bo} , i_{ao} , i_{bo}). São as tensões e correntes de polarização. Visto que a ideal simetria não é alcançada devido a características de construção, tem-se:

$$|V_{ao}| \neq |V_{bo}| \text{ e } |i_{ao}| \neq |i_{bo}|$$

As diferenças não nulas ($V_{ao} - V_{bo}$) e ($i_{ao} - i_{bo}$) são denominadas respectivamente tensão e corrente de *off-set*. Estas tensões e correntes podem ser adicionadas ao modelo ideal como geradores de tensão e corrente (sem polaridade definida, evidentemente).

DRIFT (Deriva)

Traduz o deslocamento do ponto quiescente com a temperatura e com o tempo de funcionamento, devendo por conseguinte ser especificado em relação a essas duas variáveis.

Ruído

O caso anterior (*drift*) será aqui analisado como sendo um ruído de baixíssima frequência, ao qual se somam os demais tipos de ruído (*flicker*, *flash*, entre outros). Com o objetivo de normalizar, é conveniente supor o ruído constituído por transientes de tensão e de corrente em cada terminal de entrada (V_{Ra} , V_{Rb} , i_{Ra} , i_{Rb}).

Impedâncias de entrada e saída não ideais

A impedância de saída não é nula e as impedâncias não infinitas na entrada. Além do mais devemos levar em conta a impedância diferencial entre as entradas.

$$\left(\frac{\Delta e_{AB}}{\Delta i_{AB}} \right) \cdot (Z_a, Z_b, Z_{ab})$$

Variação de ganho

Pode ser causada por flutuações na tensão de alimentação assim como variações de temperatura. Ora, é sabido que o ganho de um sistema guarda uma proporcionalidade com a impedância de

saída, de forma que podemos simular o fenômeno em primeira análise, por um resistor variável em paralelo com a saída (R_g).

Resposta em frequência

Simularemos o corte nas altas por um capacitor em paralelo com a saída, lembrando que tal representação é simplificada (CRF)

Não-linearidades na entrada e na saída

As Figs. 112(a) e Figs. 112(b) esclarecem o efeito de uma não linearidade. A curva OABC aproxima-se bastante da curva característica de um diodo Zenner (em série com um resistor ou com resistência dinâmica adequada). Não esquecendo o duplo sentido da não linearidade e sua existência na entrada e na saída, o dispositivo esquematizado na Fig. 113 pode simular o modelo real.

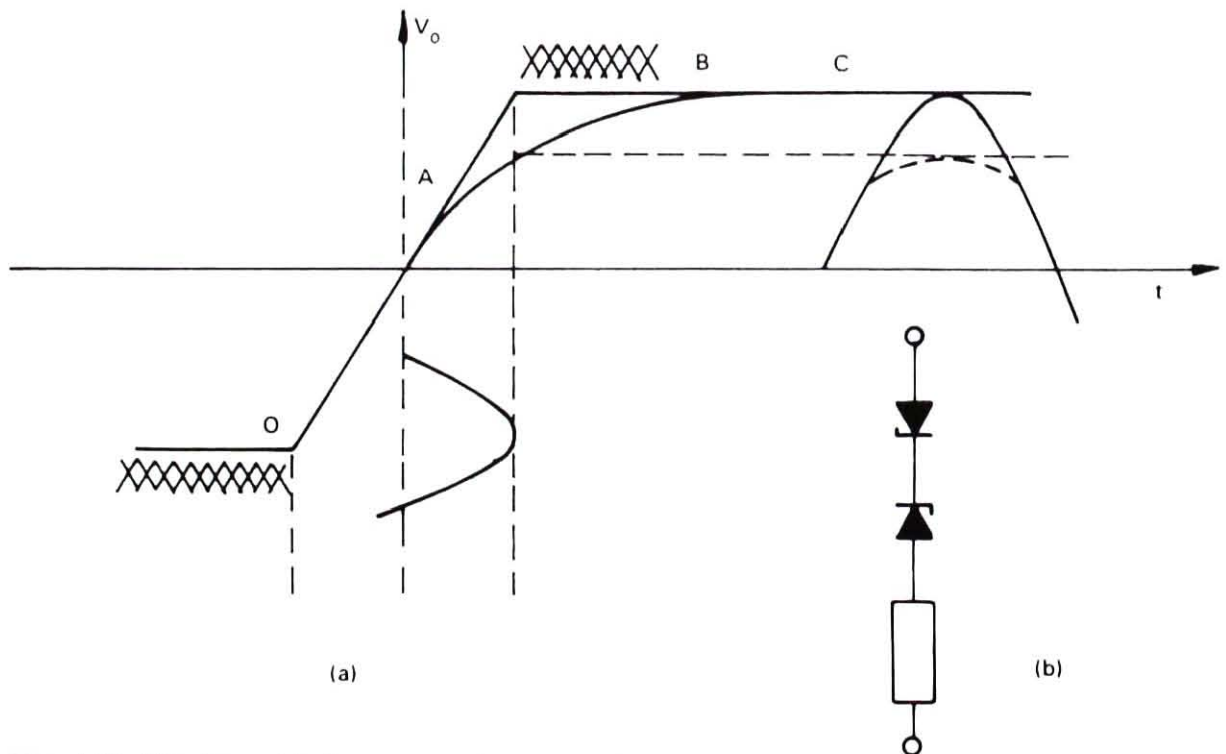


Fig. 112. Não-linearidade na entrada e na saída

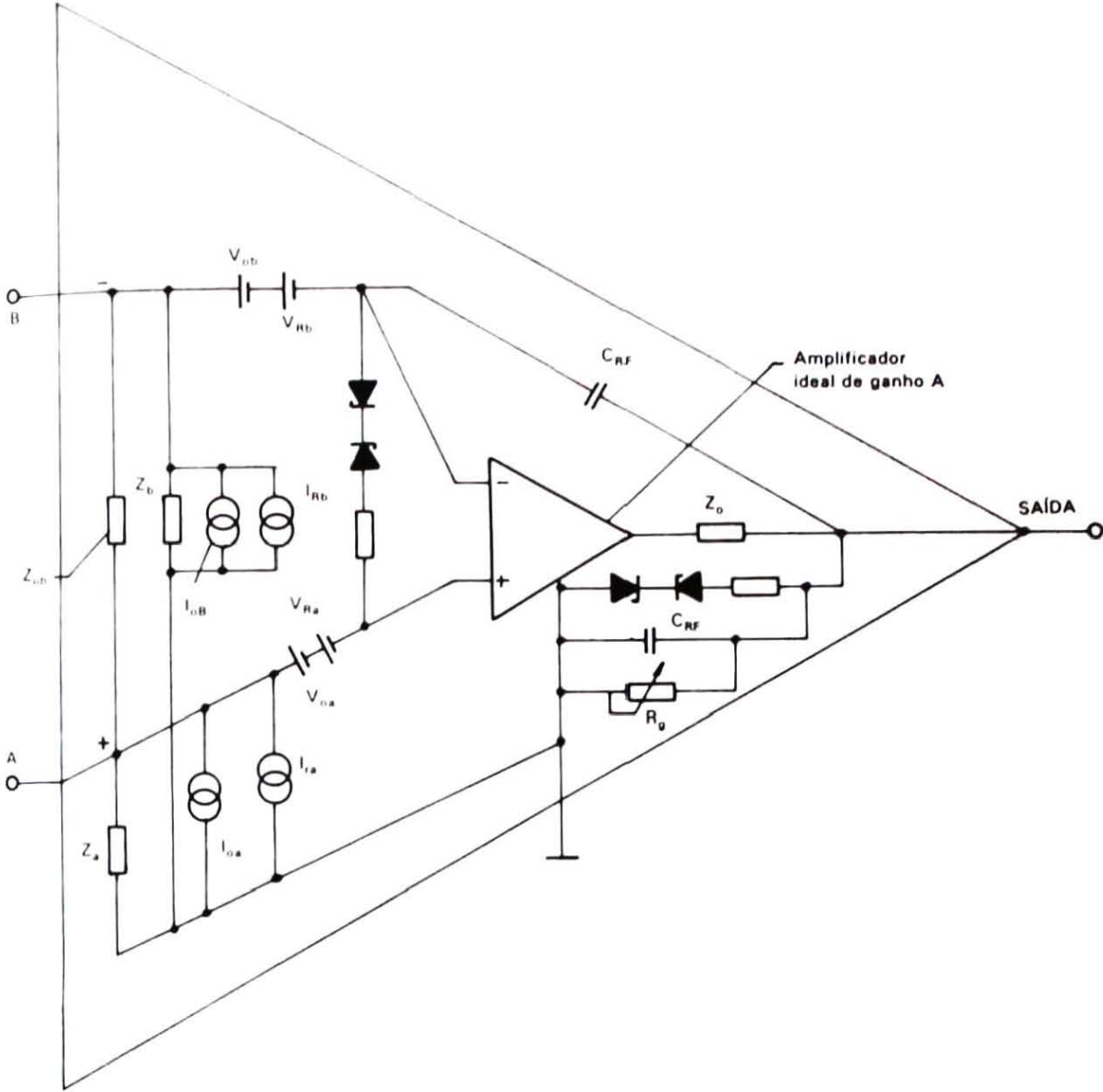


Fig. 113. Circuito equivalente do amplificador operacional real

Fator de erro, devido ao ganho finito

A partir do circuito da Fig. 114, fazendo $e_i = 0$, chegamos às expressões:

$$\frac{e_0}{e_1} = -\frac{Z_2}{Z_1} \left[\frac{1}{1 + \frac{1}{A} + \frac{Z_2}{AZ_1}} \right]$$

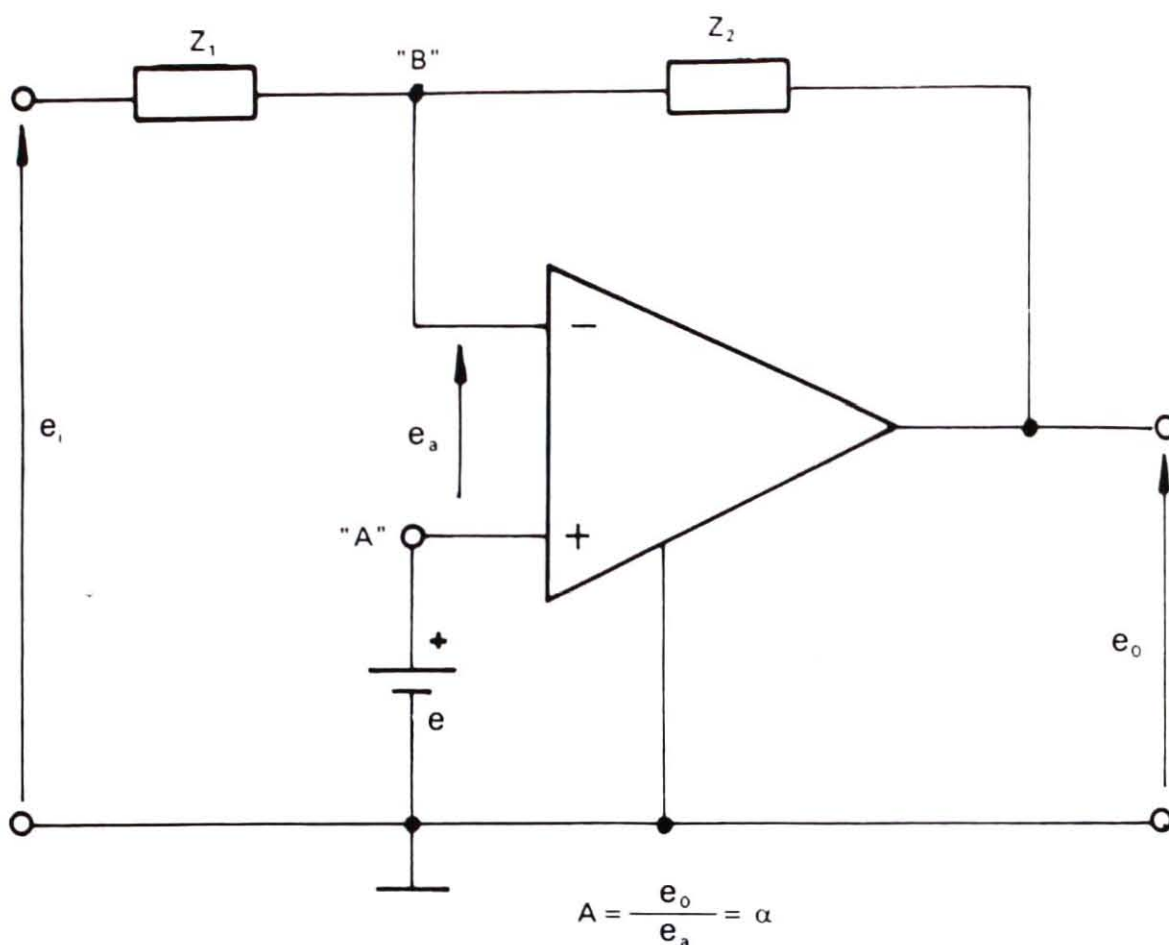


Fig. 114. Outras limitações em amplificadores operacionais

$$\frac{e_o}{e_i} = -\frac{Z_2}{Z_1} \left[\frac{1}{1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right)} \right]$$

Considerando agora, a existência de R_{AB} , assim como n entradas, deduz-se que (supondo impedâncias lineares):

$$-e_o = \frac{R_2}{R_1} e_1 + \frac{R_2}{R_3} e_1' + \dots \left[\frac{1}{1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_3} + \dots + \frac{R_2}{R_n} + \frac{R_2}{R_{ab}} \right)} \right]$$

Reescrevendo de uma forma genérica,

$$-e_0 = \left[\begin{array}{c} \text{Relação} \\ \text{ideal} \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} 1 \\ 1 + \frac{1}{A\beta} \end{array} \right]$$

onde β é a atenuação da malha de realimentação. A expressão que altera a relação ideal chama-se fator de erro devido ao ganho finito.

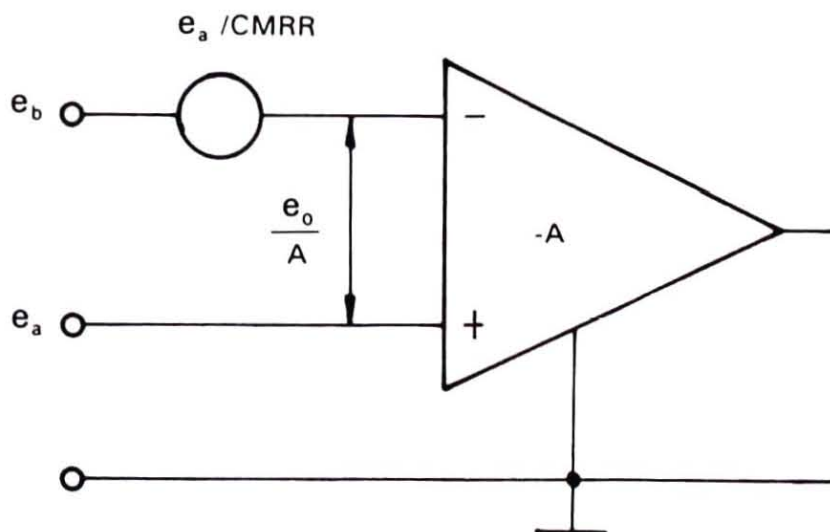
Erro do modo comum

Como vimos, $e_0 = f(e_A - e_B)$ atribui um mesmo peso a ambas tensões, fato esse que não se verifica dentro dos limites de precisão, às vezes requerida. De forma que:

$$e_0 = (n \cdot e_a - m \cdot e_b) = f' \left(e_a - \frac{m}{n} e_b \right) = f'' \left(\frac{n}{m} e_a - e_b \right)$$

$$e_0 = e_a - e_b = \left(-\frac{e}{A} + \frac{e_a}{\alpha} \right)$$

onde α é o grau de rejeição da tensão no modo comum (*common mode rejection ratio* = C M R R). Usualmente prefere-se utilizar o termo rejeição de tensão no modo comum e se faz referência a valores em dB. Neste caso $\text{CMR} = \log [\text{C M R R}]$. A Fig. 115 ilustra o circuito para análise.



Figs. 115. Erro de modo comum

É de primordial importância notar-se que a indesejável influência do erro em modo comum desaparece quando um dos potenciais de entrada for nulo.

Para determinação da máxima amplitude de saída, a idéia está fundamentalmente retratada na Fig. 116.

Para a determinação, no entanto, são necessários três requisitos de ordem prática, ou seja:

1) As tensões e_a , e_b , e_{ab} têm limitações. O diagrama da Fig. 117 dispensa maiores comentários, lembrando-se que $e_{ab} \ll 1$ V, devido ao elevado ganho A , protege assim a entrada de tensões elevadas.

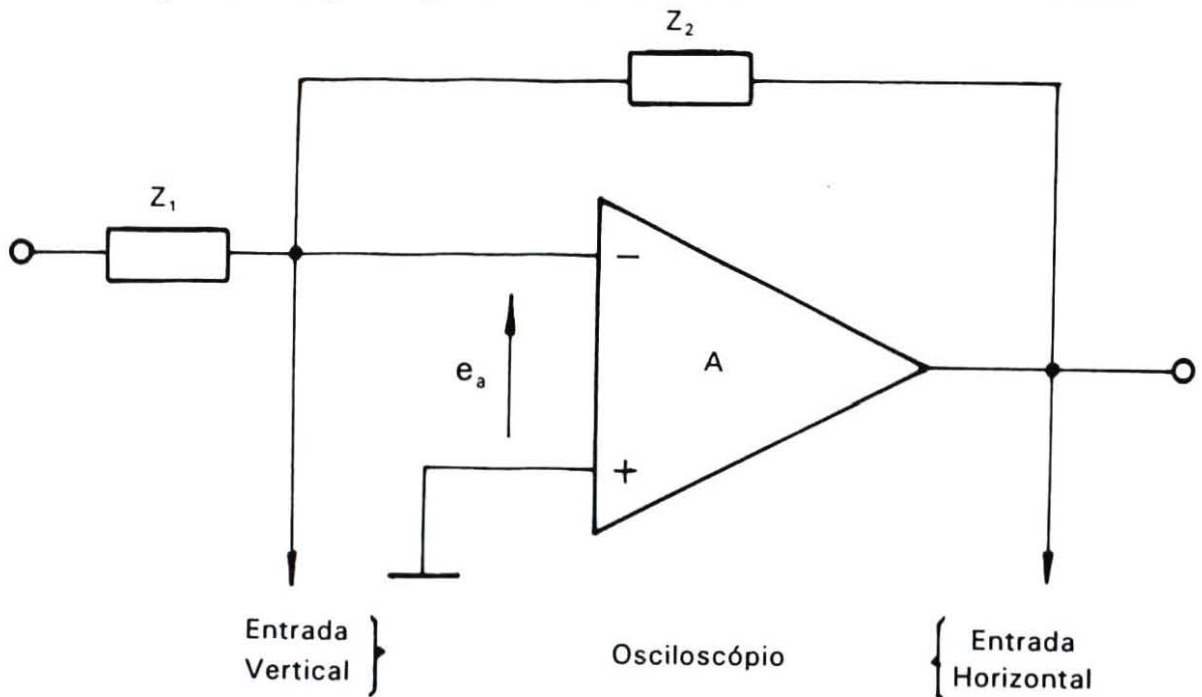
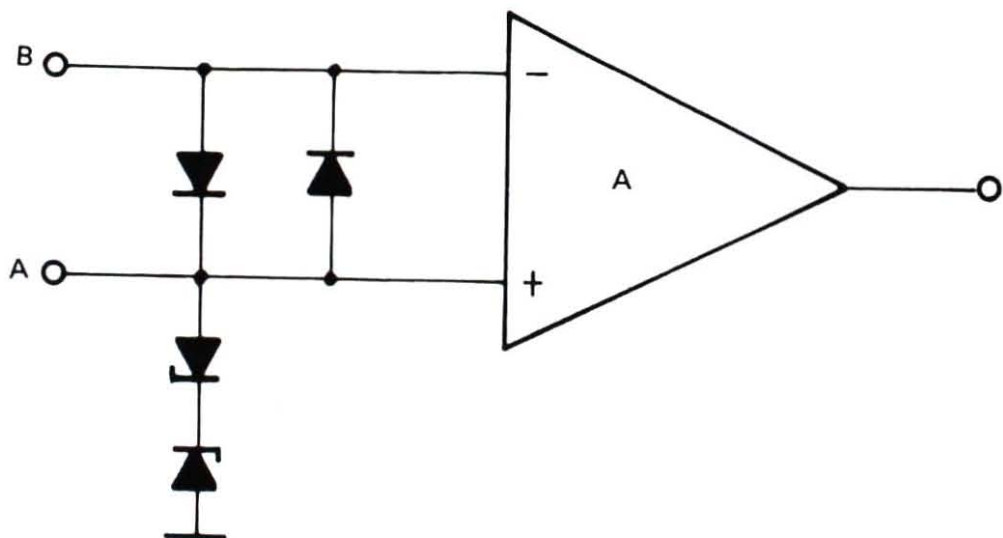


Fig. 116. Amplitude de saída



Figs. 117. Limitações de e_a , e_b e e_{ab}

2) O fato de termos A bastante elevado traz como conseqüência uma grande sensibilidade do ponto de soma, devendo ser tomadas todas as precauções possíveis para evitar a captação de qualquer tipo de ruído. Ligações curtas e blindadas solucionam o caso.

3) A capacitância parasita entre A e B, aliada à capacidade da fiação, são as responsáveis pelo aparecimento de uma capacitância em paralelo com a entrada, carregando o ponto de soma e ocasionando uma defasagem indesejável no elo da realimentação, possibilitando o aparecimento de uma instabilidade do sistema. A forma mais eficaz de corrigir o descrito é induzir o capacitor C_c no circuito, conforme ilustra a Fig. 118. Para o devido entendimento, façamos $R_1 C_f = R_2 C_c$, sendo que C_c não é crítico.

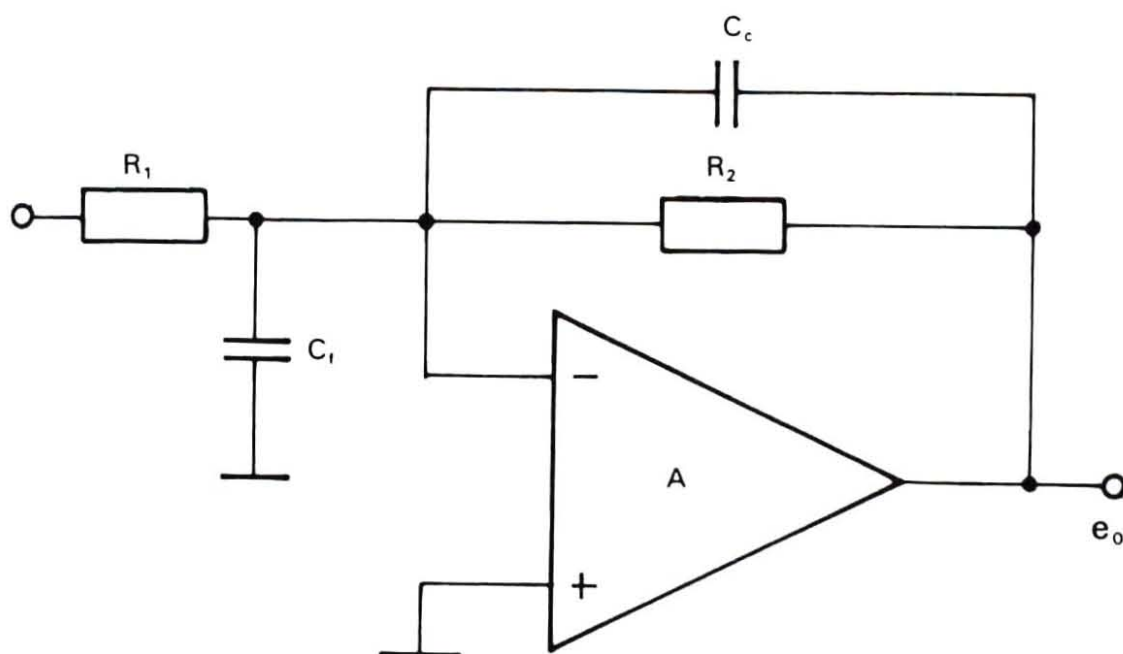


Fig. 118. C_f é pequeno, da ordem de dezenas de pF (20 - 50 pF)

Note-se ainda que o tipo de realimentação utilizado (realimentação de corrente proporcional à tensão de saída) exige a utilização de sinais de corrente na entrada do amplificador, caso contrário a realimentação não se processa convenientemente.

O circuito utilizado na Fig. 119 está munido de circuitos de compensação entre os terminais 1, 8, 5 e 6, indicados pelo fabricante. Essas compensações visam minimização dos inconvenientes anteriormente citados.

As Figs. 120 e 121 mostram os resultados obtidos em laboratórios. Nota-se o elevado ganho (de malha aberta) de aproximadamente 20.000 nas condições descritas.

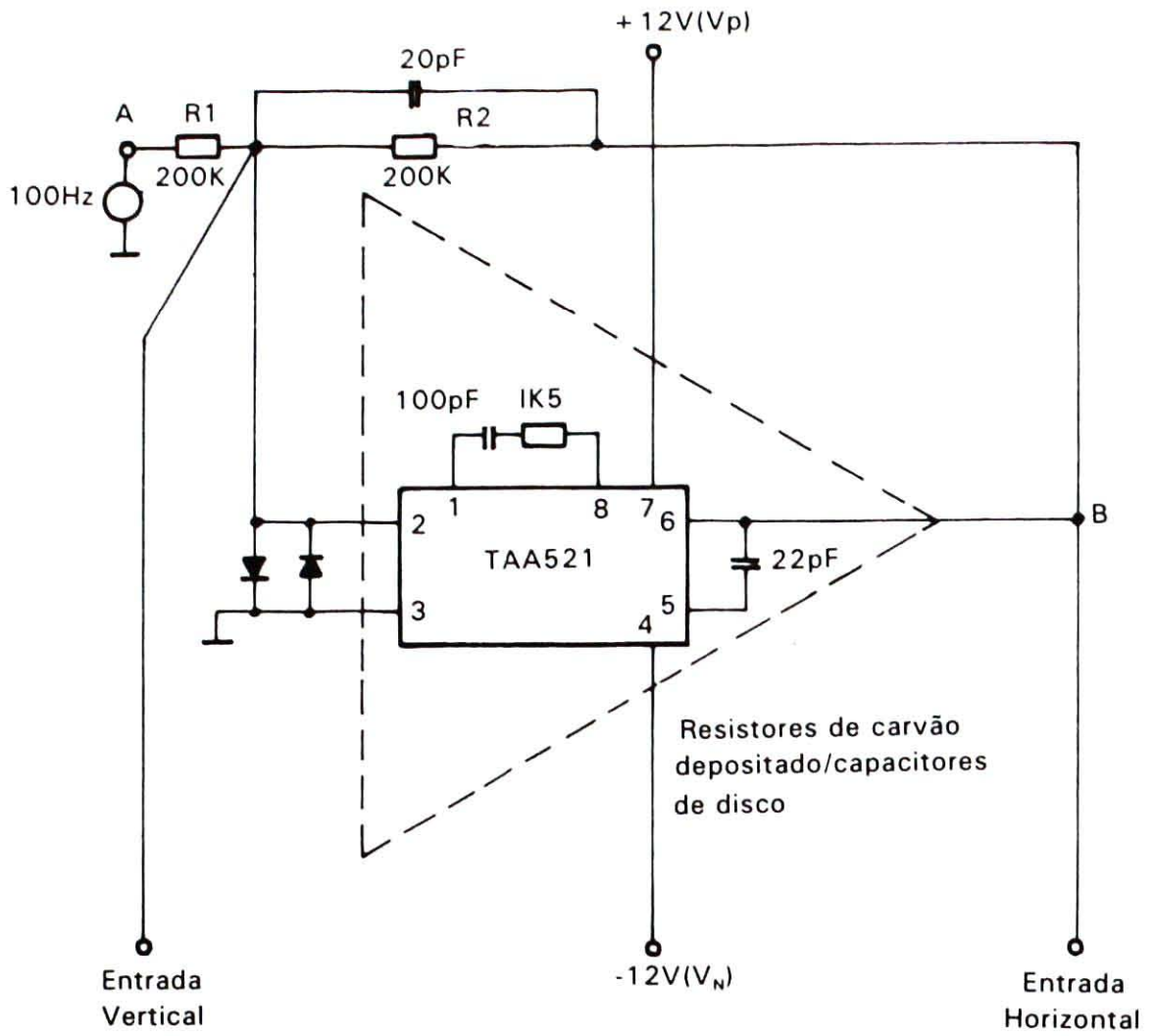


Fig. 119. Resistores de carvão depositado e capacitores de disco

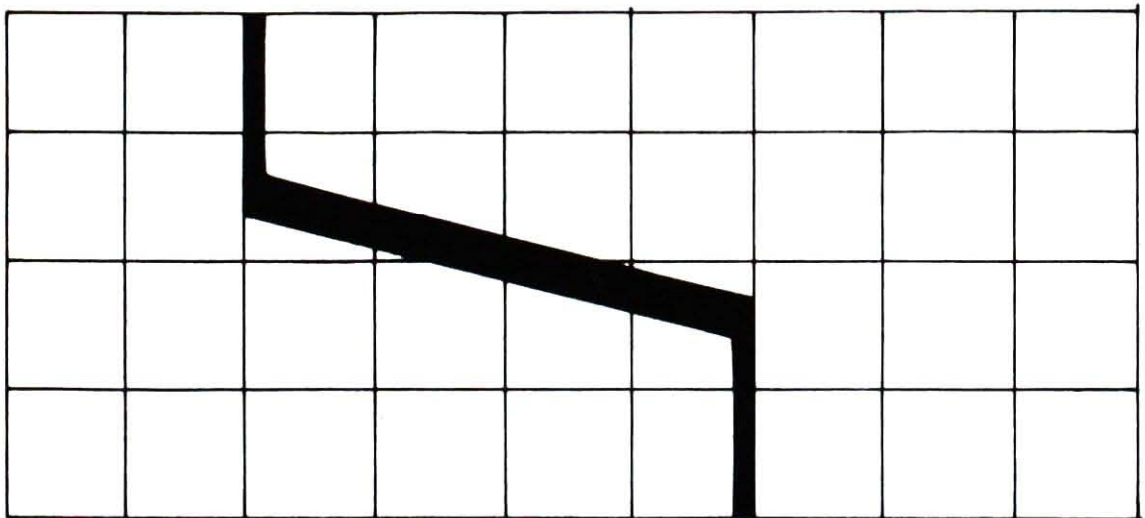


Fig. 120. Vertical 10 mV/div; Horizontal 5,5 V/div; $V_p = V_n = 12\text{ V}$; $f = 100\text{ Hz}$

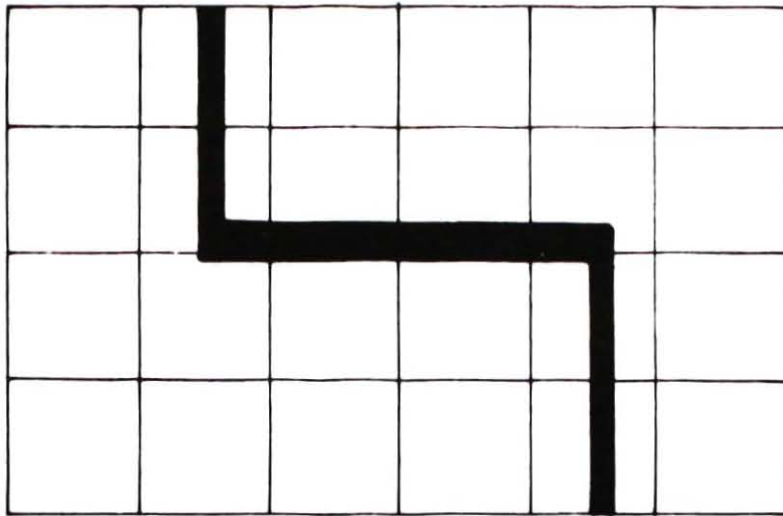


Fig. 121. Vertical 1 mV/div; Horizontal 5 V/div,
 $V_p = -V_N = 12\text{ V}$; $f = 100\text{ Hz}$.

A máxima amplitude de saída foi de 10 V. Na Fig. 122, estão as formas de onda no ponto A e B respectivamente, na frequência de 1 kHz e fontes de tensão de + 15 V. Nota-se numa excursão máxima de 14 V.

As demais características, cuja medição apresenta interesse são comentadas a seguir.

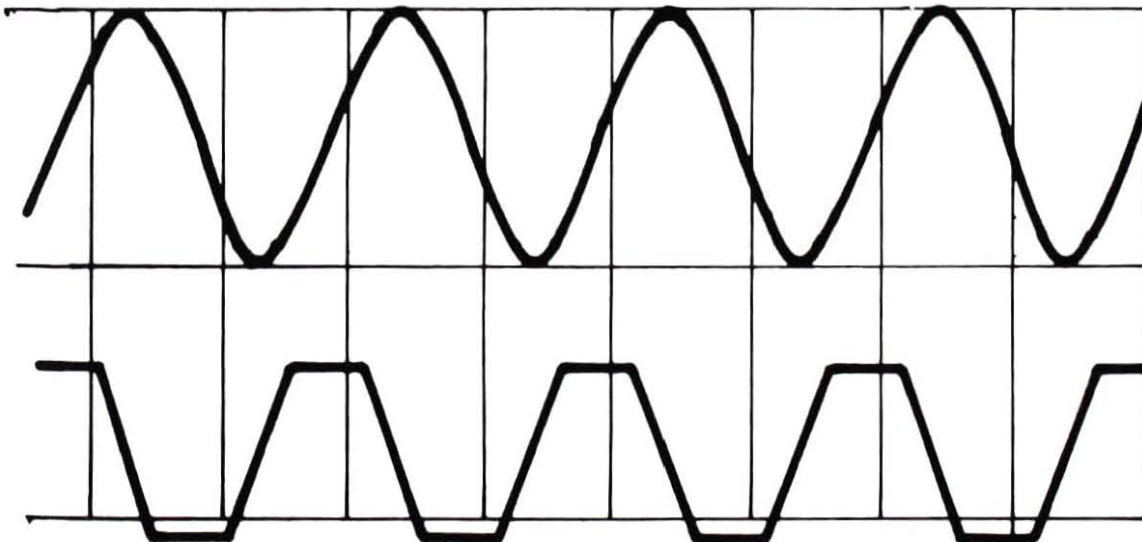


Fig. 122. Vertical 1 - 20 V/div; Vertical 2 - 20 V/div;
 Horizontal 0,5 ms/div; $V_p = -V_N = 15\text{ V}$; $f = 1\text{ KHz}$.

Medida da tensão e correntes de *off-set*

Para tal medida, utilizamos o circuito da Fig. 123. Sendo o sinal de entrada nulo, teremos $e_{ab} = V_{\text{off-set}}$. Por conseguinte, vale a relação:

$$\frac{e_0}{V_{\text{off-set}}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Como a tensão de *off-set* é pequena, é vantajoso termos $R_2 > R_1$ e medirmos e_0 . Para que as correntes de *off-set* não tenham influência apreciável sobre a medição da tensão, é conveniente utilizar R_1 e R_2 de baixo valor. Ao mesmo tempo $|V_p|$ deve ser exatamente igual a $IV_N I$.

Tomando as devidas precauções, indicadas na Fig. 119 utilizando $R_1 = 150$ e $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$, obtém-se para $|V_p| = |V_N| = 10 \text{ V}$ $e_0 = 83 \text{ mV}$, o que fornece $V_{\text{off-set}} = 83 \text{ mV}$.

Observa-se que as medições feitas são para carga nula, ao contrário das medições realizadas pelo fabricante.

Para medição de corrente, conforme ilustra a Fig. 124, tem-se o uso de resistores da ordem de $\text{M}\Omega$. Para $R = 8,2 \text{ M}\Omega$, $I_{0B} = 0,148 \mu\text{A}$. Repete-se para a entrada A, obtendo-se $I_{0A} = 0,153 \mu\text{A}$.

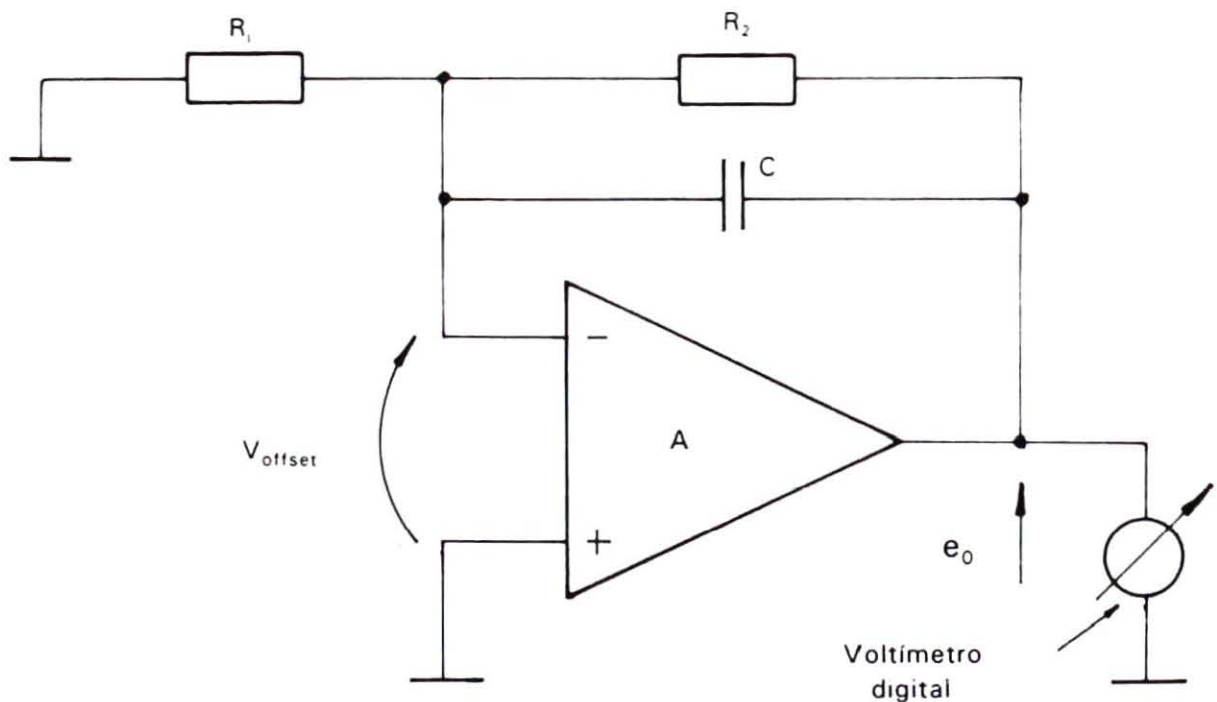


Fig. 123. Componentes necessários à proteção e compensação

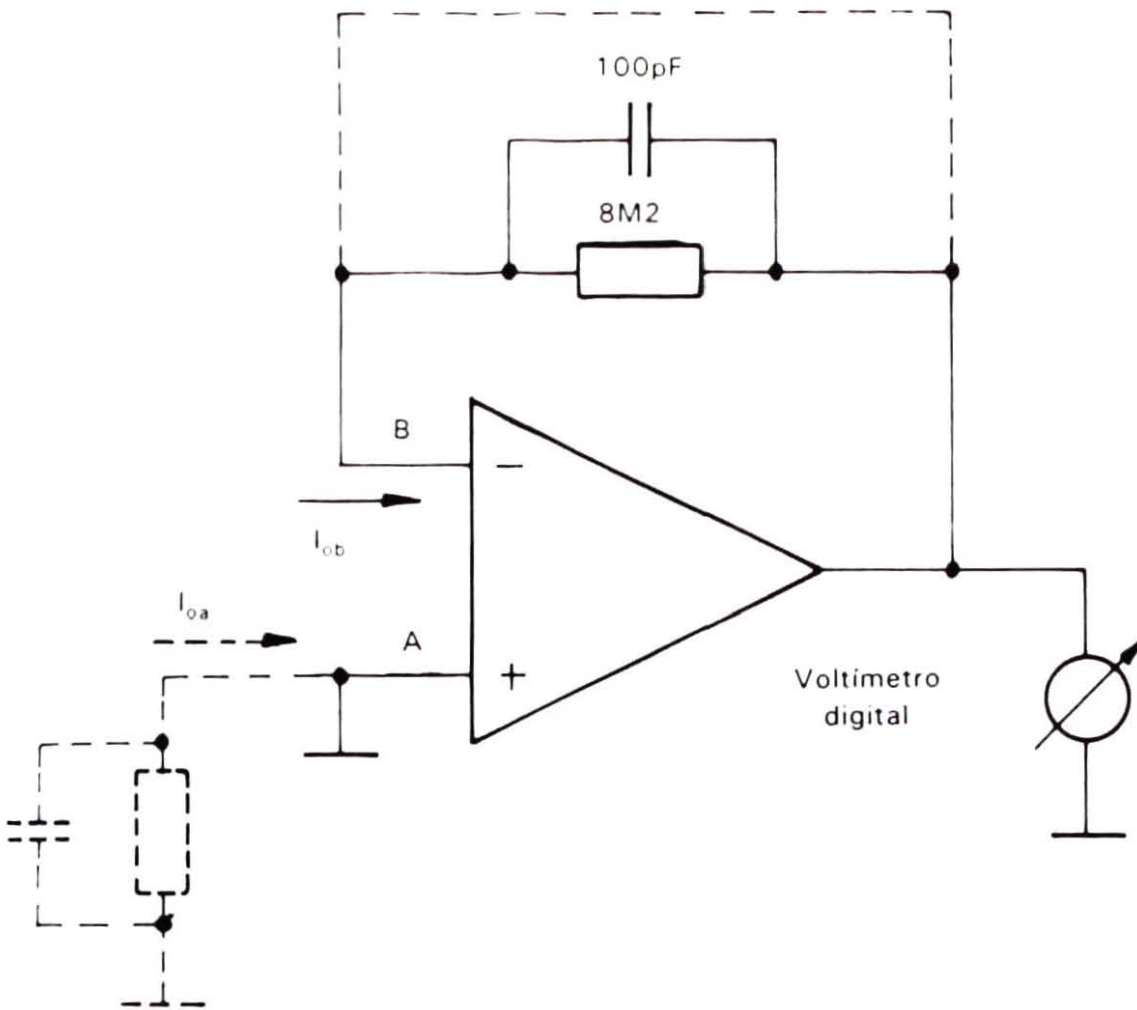


Fig. 124. Medição de corrente

Rejeição no modo comum

Pode ser determinada a partir da montagem da Fig. 125, sendo que por meio de uma análise simples conclui-se que:

$$MRR \approx \left(\frac{e_i}{e_0 - e_i} \right) \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right)$$

Resposta em frequência

Uma das características de um amplificador comum é sua resposta em frequência até o corte (frequência na qual o ganho cai de 3 dB), quando então o ganho cai acompanhado de um súbito aumento no deslocamento de fase.

Os amplificadores operacionais são projetados de forma a exibirem uma queda de ganho linear de 6 dB/oitava, a partir de fre-

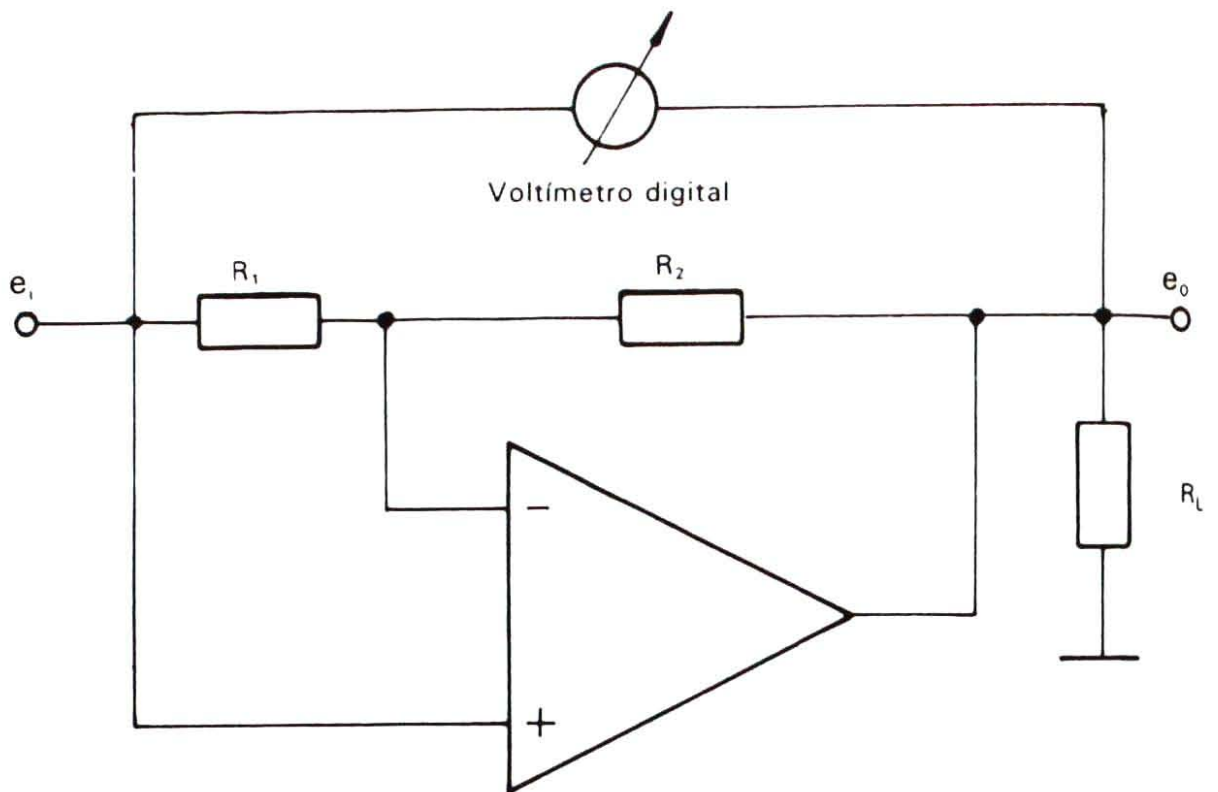


Fig. 125. Rejeição de modo comum

quências relativamente baixas. Na Fig. 126, podemos observar curvas de Bode de dois amplificadores operacionais de ganhos distintos.

O parâmetro f_T é a frequência para a qual temos ganho unitário e conseqüentemente é também igual ao produto ganho x largura de faixa. O projeto do amplificador operacional exige ainda que tenhamos uma fase sensivelmente diferente de 180° na frequência f_T de forma a evitar oscilação do sistema. A resposta em frequência (referente à malha aberta evidentemente) tem sua importância acentuada, devido ao fato de que com apropriados elos de realimentação, o sistema pode vir a oscilar e as aplicações do dispositivo se basearem sempre em fortes realimentações.

A instabilidade pode ser gerada por dois fatores:

- a) malha de realimentação erroneamente projetada; ou
- b) existência de elementos parasitários.

Nota-se pela Fig. 126 que o deslocamento de fase próximo a f_T já é superior a 90° , de forma que no elo de realimentação não devamos ter uma defasagem suplementar (completando os 180°) para frequências abaixo de f_T .

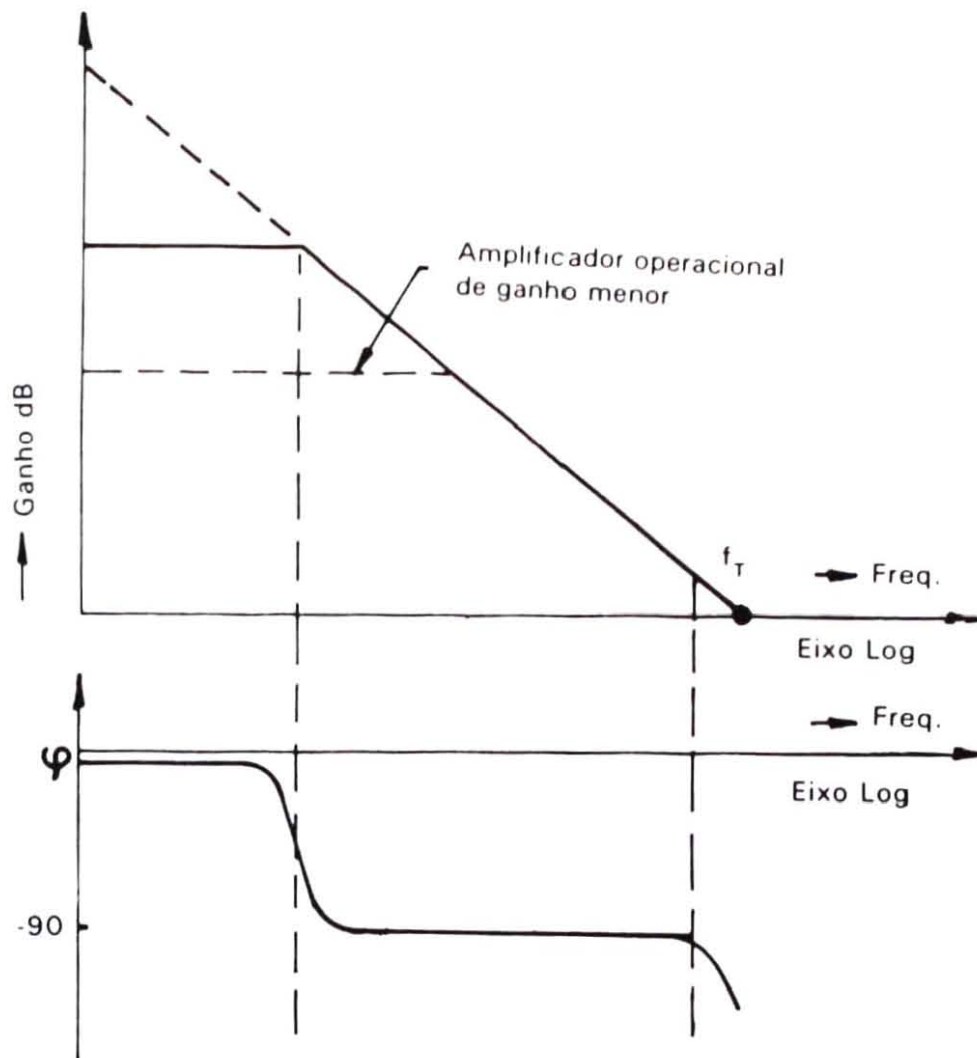


Fig. 126. Deslocamento de fase

A associação do resistor de realimentação (normalmente elevado) com o capacitor parasitário na entrada pode vir a possibilitar (e normalmente o faz) o deslocamento de fase requerido, para que ocorra inversão de 180° numa frequência superior a f_T , admitindo que o gerador de sinal de entrada seja um curto-circuito para sinais AC.

Função logarítmo

Uma das formas de obtermos a solução analógica de uma equação do tipo $W = X(t) \times Y(t)$ é a partir da soma de logaritmos, de forma que se justifica introduzirmos aqui o conceito para a obtenção de função logarítmica com amplificadores operacionais, conforme o circuito ilustrado na Fig. 127.

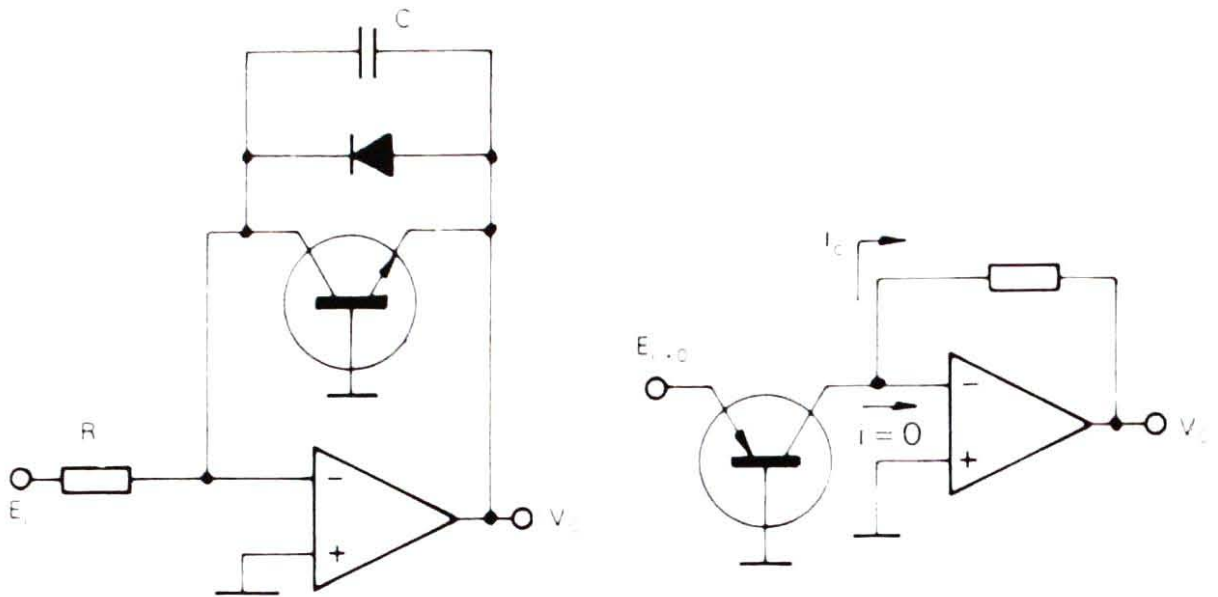


Fig. 127. Amplificador logarítmico e antilogarítmico

Para o transistor da Fig. 127, as expressões das correntes de emissor e de coletor, referentes ao modelo de Ebers-Moll, são:

$$I_E = I_{ES} [\exp. (qV_e/DT) - 1] - \alpha_R I_{CS} [\exp. (qV_e/KT) - 1]$$

$$I_C = I_{CS} [\exp. (qV_e/DT) - 1] - \alpha_n I_{ES} [\exp. (qV_e/KT) - 1]$$

onde:

I_{ES} = corrente de saturação do emissor

I_{CS} = corrente de saturação do coletor

α_n = normal

α_R = reverso

Notemos que V_c nada mais é que a tensão entre as duas entradas do amplificador operacional, sendo por conseguinte idealmente nula (V_c é tanto menor quanto melhor for o amplificador operacional). Fazendo então $V_c = 0$ e substituindo-os, chega-se a:

$$I_C = -\alpha_n I_{ES} [\exp. (qV_e/KT) - 1]$$

Para $V_e > 100$ mV pode-se ainda escrever que:

$$I_C = -\alpha_n I_{ES} [\exp. (qV_e/KT)]$$

Percebe-se que um fator de transporte (ou eficiência de base) não constante provocará variações de α_N . Para minimizar esse efeito, sugere-se o uso de transistores de base difundida. Sabemos que i_c é idealmente nulo, de forma que podemos afirmar que $i_c \ll i_e$, de maneira que, lembrando que $V_c = 0$, temos:

$$i_c = E_1/R$$

Sendo V_e a tensão de saída e fazendo $V_e = V_o$ obtemos:

$$-V_o = \frac{KT}{q} \ln \left(\frac{E_1}{R\alpha_N I_{ES}} \right)$$

Aplicando o teorema da mudança de base e passando para base decimal, chegamos a:

$$-V_o = 2,3 \frac{KT}{q} \log_{10} \left(\frac{E_1}{R\alpha_N I_{ES}} \right)$$

Aplicando as propriedades dos logaritmos, podemos separar a equação supra:

$$-V_o = 2,3 \frac{KT}{q} \log_{10} E_1 + \underbrace{2,3 \frac{KT}{q} \log_{10} \left(\frac{1}{R\alpha_N I_{ES}} \right)}_{K'}$$

O termo assinalado na equação é constante para um dado circuito (desde que α_N seja constante) e vamos denominá-lo K' . Ficamos então com:

$$-V_o = \frac{2,3KT}{q} \log E_1 + K'$$

Neste ponto, vamos impor a condição de temperatura constante. Essa imposição implica ajustarmos o circuito no início de uma medição e trabalharmos sem mudança de temperatura apreciável. Isto posto, o termo $2,3 KT/q$ será constante. No caso de $t = 27^\circ\text{C}$, teremos $T \cong 300,8^\circ\text{K}$ e o termo $KT/q \approx 0,026 \text{ V}$. Isto constitui apenas um exemplo numérico para essa temperatura. No caso de $t = 27^\circ\text{C}$, teremos então:

$$-V_o = 0,06 \log E_1 + K'$$

Percebe-se que com um somador adequado, podemos eliminar as constantes (0,06) e K' chegando a $V_o = \log E_i$. Cumpre lembrar que para a obtenção da função logaritmo podemos utilizar outros elos de realimentação. Sendo o logaritmo de um número negativo não definido, associa-se o transistor com um diodo como mostra a Fig. 127. O capacitor tem sua existência justificada por questões de estabilidade.

Microprocessadores e arquitetura de computadores em instrumentação

Em 1971 a Intel Corporation colocou no mercado o primeiro microprocessador, o Intel 4004. Muito embora não fosse este *Chip* um computador completo, ele continha grande quantidade de lógica associada. Este *Chip* substituiu na época uma centena de circuitos. Embora tivesse apenas um conjunto de 46 instruções.

Embora não fosse grande, ele era adequado a aplicações em controle de processos que requeriam tomada de decisão, as quais não poderiam ser facilmente implementadas em matrizes de lógica programável, o 4004 processava dados em grupos de 4bits.

A geração seguinte de microprocessadores da Intel mantinha as técnicas de fabricação PMOS do 4004, sendo, porém, um processador de 8 bits e com um conjunto de 48 instruções. Este processador em particular recebeu o nome de 8008. Podia endereçar 16.384 posições de memória, continha sete registradores de 8 bits, sendo, porém, incompatível com o 4004, isto é, incompatível nas instruções de programação.

Por questão de evolução, em 1973, a Intel lançou no mercado outro microprocessador o 8080, o qual era compatível com o 8008, porém apresentava incluído em seu conjunto de comandos mais 30 instruções. Além disso, usou-se a tecnologia NMOS possibilitando maiores velocidades de processamento, traduzindo pelo uso de frequências de *clock* mais elevadas.

Com relação a endereçamento de memórias, enquanto o 8008 endereçava 16.384 (16K) posições, o 8080 endereçava 65.536 (64K) e podia processar dados codificando-os em BCD.

Em 1976, a Intel lançou o 8085, o qual apresentava uma série de vantagens com relação ao 8080 e mais recentemente foram introduzidos no mercado processadores com 26 e 32 bits. Outras indústrias eletrônicas lançaram processadores, tais como: a motorolá, em 1970, isto é, o microprocessador 6800, a Zilog, entre outras.

Atualmente, os microprocessadores e os computadores dedicados em instrumentação encontram-se em fase de uso constante. Entre eles podemos citar os microcontroladores da família do 8031, com destaque o 80535, os microprocessadores da família do 386, 486, 586 e Pentium, entre outros. Estes, tanto em controle de processos em tempo real, colhendo informações e enviando sinais de controle e atuação, bem como para processar dados indicam pontos de interesses, como também a emissão de relatórios.

A Fig. 128 ilustra em diagrama de blocos a disposição típica do hardware de um sistema computacional.

A Fig. 129 ilustra um típico sistema computacional utilizado em controle de processos industriais.

A Fig. 130 ilustra a integração de processamento analógico com digital no controle de processo decorrente de sinais enviados e recebidos de um transdutor.

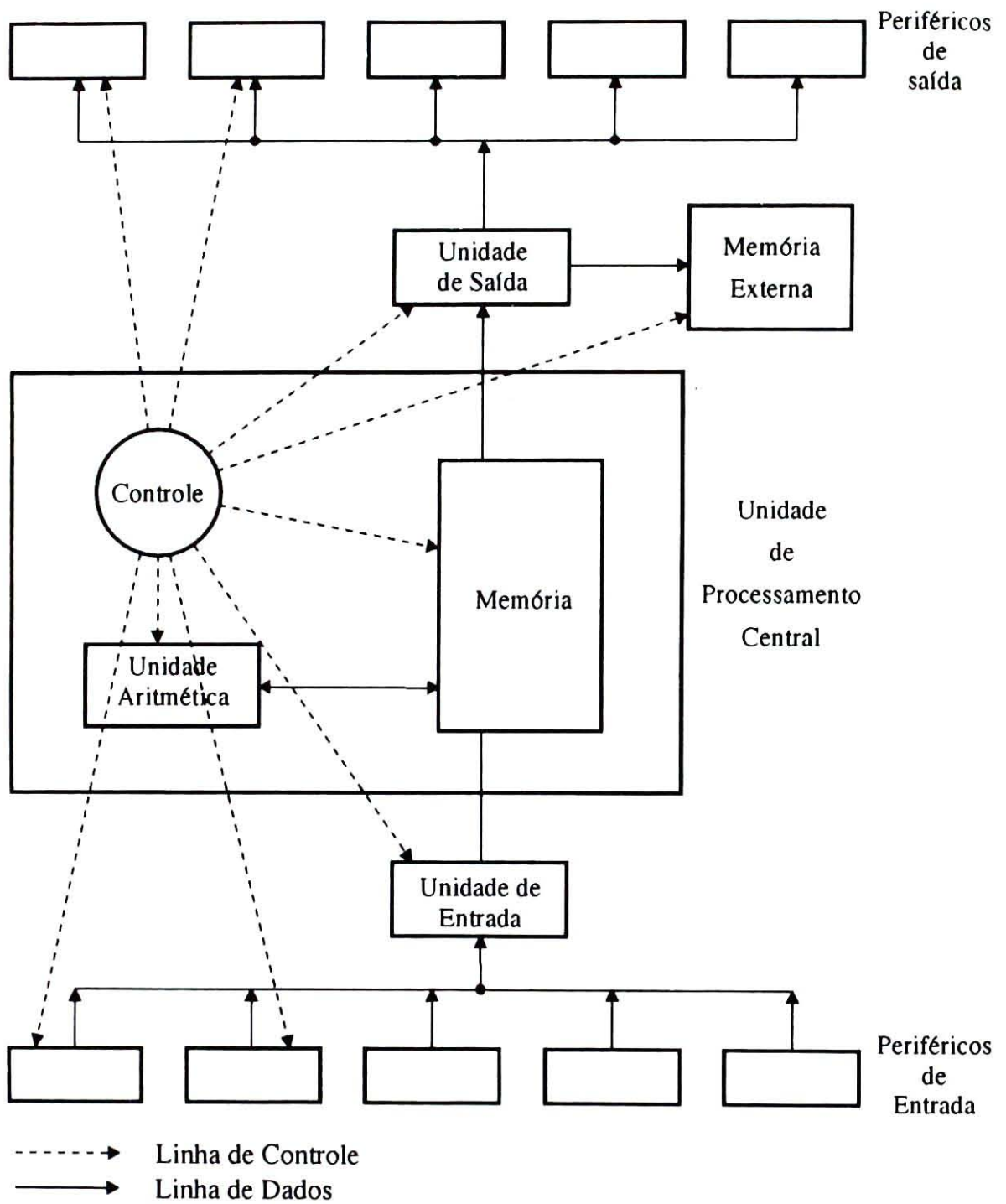


Fig. 128. Diagrama em blocos de um sistema computacional

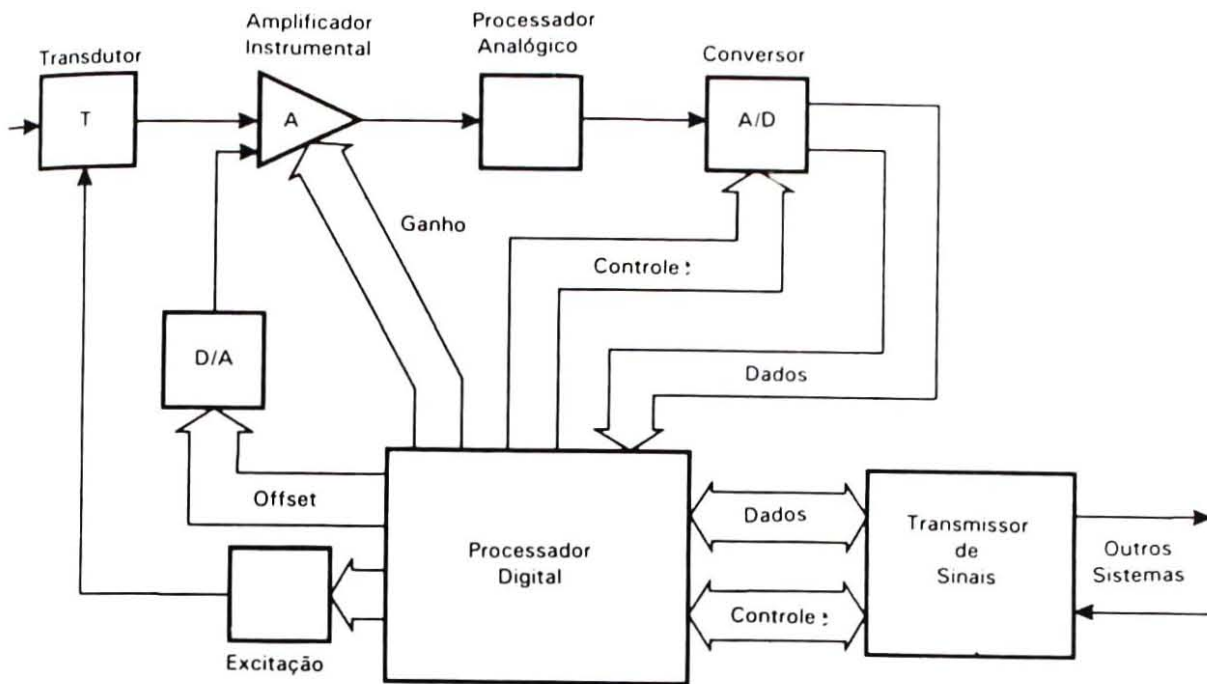


Fig. 129. Instrumentação em controle de processos

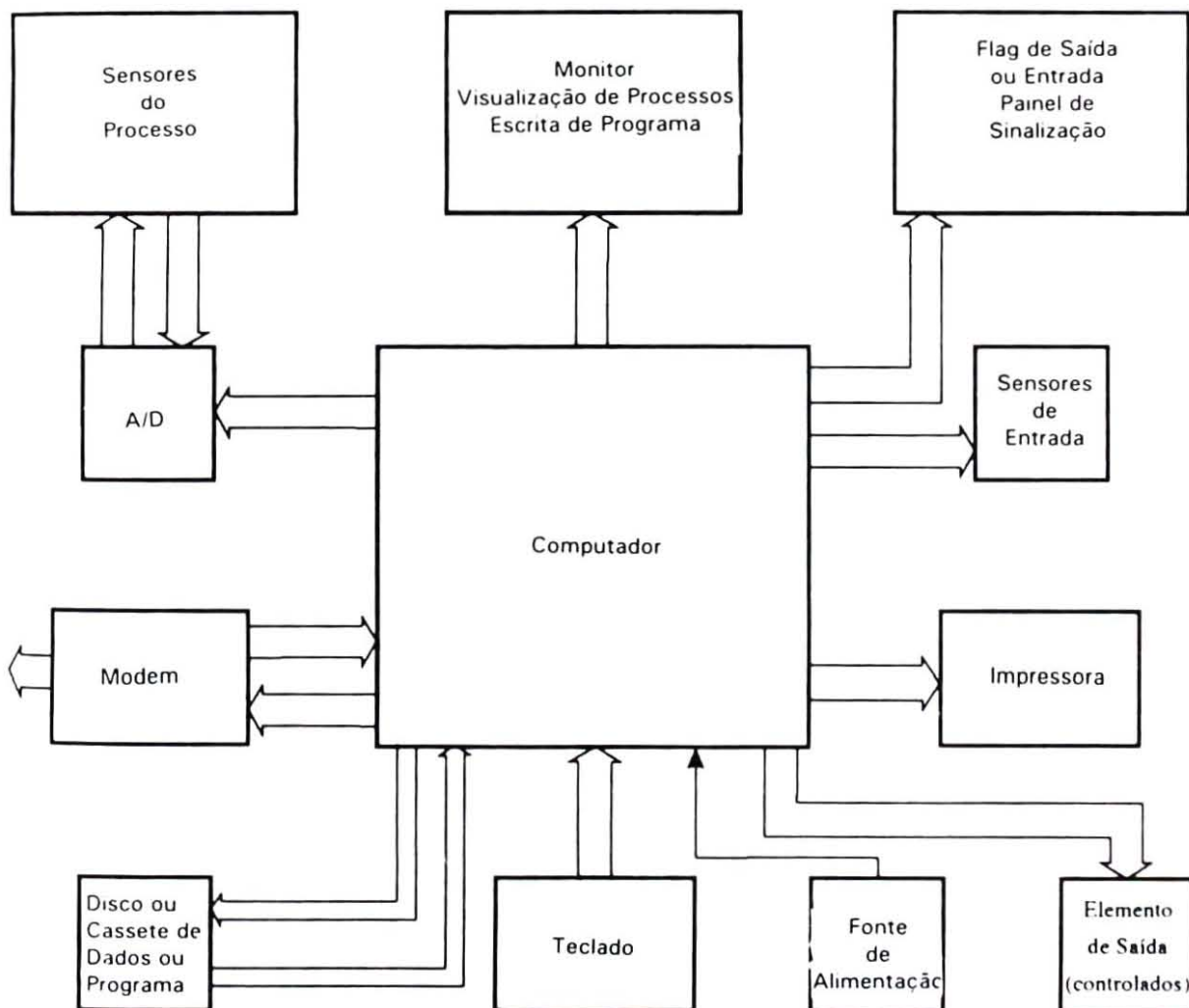


Fig. 130. Interação em processamento e controle com sistemas digitais e analógicos

CAPÍTULO 6

Instrumentos ópticos

São considerados sob o título genérico de instrumentos ópticos todos os equipamentos que, de alguma forma, fazem uma medida ou leitura, utilizando dispositivos ópticos, como lentes, prismas, espelhos e redes de difração, entre outros. Aparelhos como colorímetros, fotocolorímetros, espectrofotômetros, microscópios, fotômetros de chama e outros, são exemplos de instrumentos ópticos.

Pela sua natureza delicada e sofisticada, os equipamentos ópticos requerem cuidados especiais para a sua manutenção, como limpeza, alinhamento e aferição ou calibração. O desconhecimento de como manusear lentes, prismas e espelhos, por exemplo, podem causar no equipamento, danos irreparáveis. Sem dúvida, o instrumento óptico mais popular no laboratório de pesquisa ou análise é o microscópio.

Microscópio

Em virtude da grande diversificação de marcas, procedências e modelos, e devido à vasta gama de utilização do microscópio no laboratório, esta seção se restringirá aos aspectos básicos e comuns de um microscópio típico. As características, os acessórios e o uso de um microscópio específico terão que ser vistos no manual de cada instrumento, mas o princípio básico de funcionamento e operação é, em geral, o mesmo para a maioria dos microscópios.

É muito difícil fazer-se uma classificação dos microscópios, em virtude das inovações introduzidas pelos fabricantes, ano após ano.

Os principais fabricantes mundiais são:

- a) VEB CARL ZEISS JENA, JENA, Alemanha
- b) CARL ZEISS Oberkochen, Oberkochen, Alemanha
- c) Olympus, Japão
- d) Nikon, Japão
- e) American Optical, Estados Unidos da América
- f) Wild Leitz Wetzlar, Wetzlar, Alemanha Ocidental

O primeiro uso de uma lente, para aumentar o tamanho de um objeto, e que se pode chamar de microscópio simples, foi feito por Avon Leeuwenhoek, em 1723, o qual apresentou o resultado de suas descobertas na *Royal Society*, em Londres, Inglaterra. Leeuwenhoek foi o primeiro a observar uma bactéria, daí a importância histórica atribuída a esse fato. Ironicamente, Robert Hooke, em 1665, publicou um livro, *Micrografia*, no qual ele descreve e ilustra vários objetos, como insetos, olhos de moscas e outros, observados com um microscópio composto, ou com duas lentes. Entretanto, os primeiros microscópios comerciais, já com características de um instrumento óptico, apareceram por volta de 1872, e foram fabricados por Carl Zeiss, na Cidade de Jena, Alemanha. Os microscópios podem ser divididos em:

- a) microscópios
- b) microscópio estereoscópico ou lupa

O microscópio, por sua vez, pode ser subdividido em:

- microscópio monocular
- microscópio binocular
- microscópio trinocular
- fotomicroscópio

Quanto ao princípio, o microscópio pode ainda ser de luz transmitida (o mais comum) e de luz refletida. A lupa pode ser de aumento fixo ou variável (tipo *zoom*).

Existe uma série de acessórios que podem ser incorporados ao microscópio, com o objetivo de permitir uma aplicação específica, por exemplo, o polarizador, contraste de fase, microscópio de interferência e de luminescência, entre outros.

O microscópio, conforme ilustra a Fig. 131, na sua versão mais usual e tradicional é composto por:

- 1 - Oculares
- 2 - Tubo binocular
- 3 - Parafuso que fixa o tubo
- 4 - Revólver porta-objetivas com objetivas
- 5 - Cabeçote
- 6 - Suporte

- 7 - Platina (porta-objetos)
- 8 - Condensador
- 9 - Diafragma de abertura
- 10 - Controle para intercalar a lente frontal do condensador
- 11 - Parafusos para centrar o condensador
- 12 - Porta-filtros
- 13 - Suporte para lente auxiliar
- 14 - Controle de focalização macro e micro
- 15 - Suporte da lâmpada
- 16 - Diafragma de iluminação
- 17 - Base

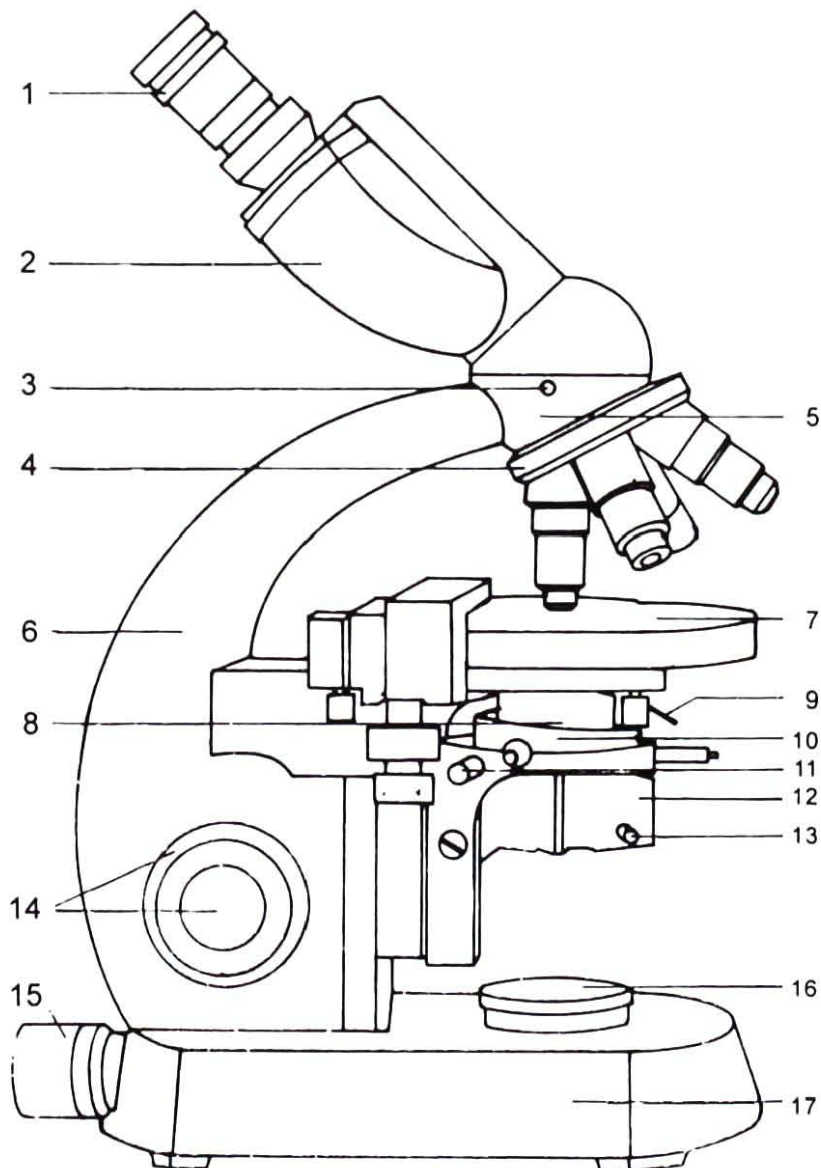


Fig. 131. Microscópio

O microscópio é, portanto, um instrumento óptico que incorpora partes de mecânica fina e partes de ótica de precisão. Por isso, o seu manuseio, limpeza, lubrificação e ajustes requerem material, ferramentas e treinamento apropriados. O perfeito entendimento sobre os princípios físicos básicos de operação de um microscópio requer conhecimento sobre a natureza de propagação da luz, difração da luz, lei de Snell e outros conceitos, que fogem ao escopo desse livro. Entretanto, uma explicação simples sobre o funcionamento do microscópio será mostrada a seguir.

Aumento

Quando olhamos para um objeto com uma lente ou microscópio, ele parece ser maior do que é, sem o instrumento. Um objeto quanto mais perto do olho, maior parece ser. Então, o tamanho aparente de um objeto pode ser definido como o tamanho do objeto na retina, mas isso é difícil de ser medido. Além disso, o tamanho do objeto na retina depende do tamanho angular do objeto, conforme ilustra a Fig. 132.

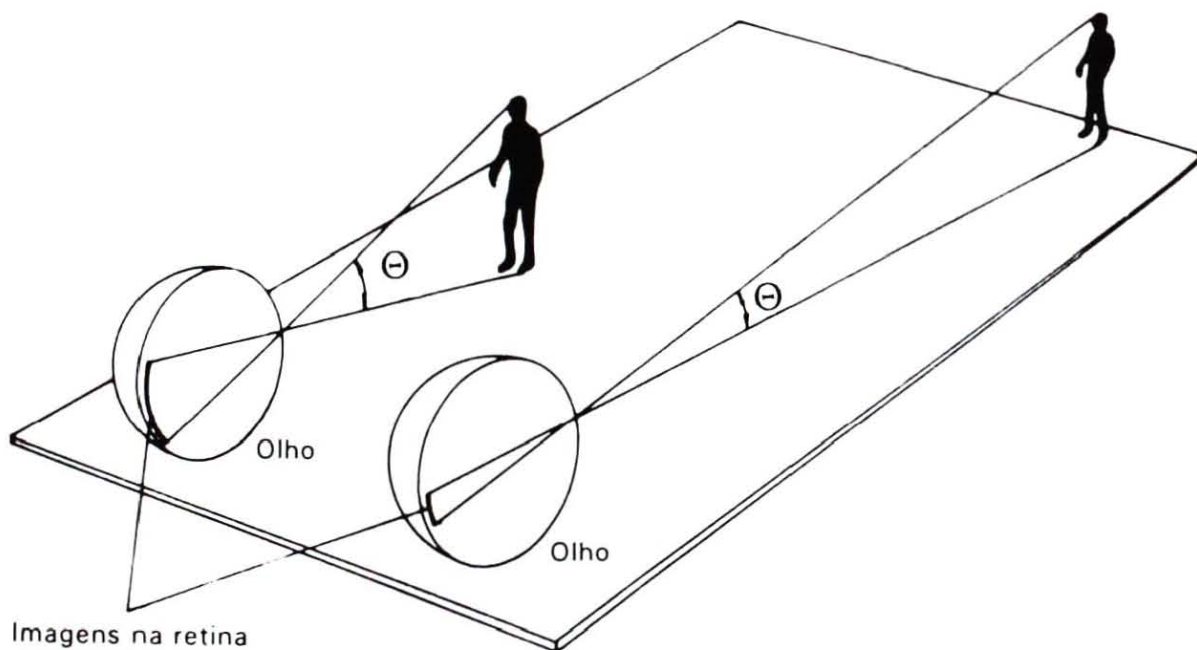


Fig. 132. Objeto na retina x Tamanho angular

Então, o aumento de um instrumento é definido como a razão do tamanho angular do objeto visto com o instrumento, pelo tamanho angular do objeto visto sem o instrumento. O tamanho da imagem depende da distância do objeto ao olho do observador e está

diretamente relacionado com o ângulo θ (Fig. 132). Assim, foi normalizado a distância de 25 cm como padrão, para se definir θ e é tida como uma distância adequada, sem que os olhos sejam forçados.

Medida angular - o radiano

Normalmente se usa o grau para a medida de ângulo, mas existe outra unidade para definir a medida de um ângulo e que é muito usada em ciência. Essa unidade é o radiano e é definida da seguinte maneira: Considerando a Fig. 133, para um dado θ , observa-se que S_2 é maior para r_2 cada vez maiores e não depende de θ , isto é:

$$\frac{S_2}{r_2} = \frac{S_1}{r_1}$$

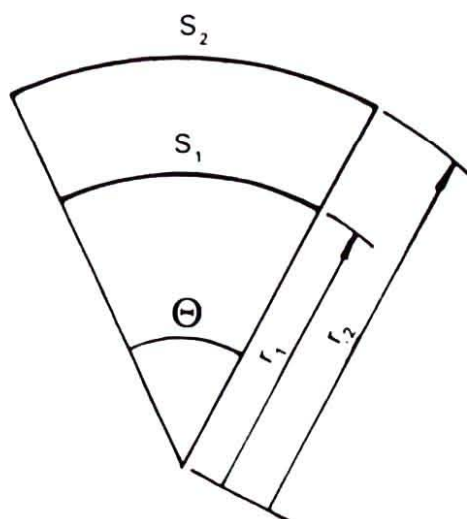


Fig. 133. Relação arco x ângulo

Então, essa relação pode ser usada para medir θ . Assim, o ângulo θ em radiano é definido como:

$$\theta = \frac{S}{r}$$

e o ângulo de 1 radiano é definido como aquele em que o comprimento do arco S é igual ao raio r , ver a Fig. 134.

Como relacionar radianos com graus? Por exemplo, para um círculo, o ângulo é igual a 360° , ver a Fig. 135.

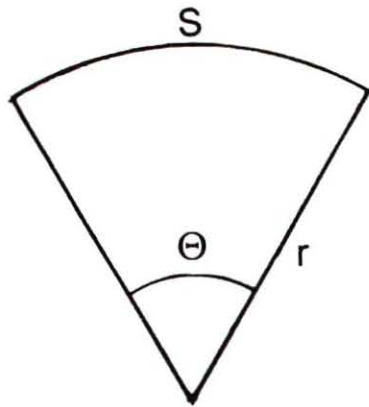


Fig. 134. Definindo o radiano

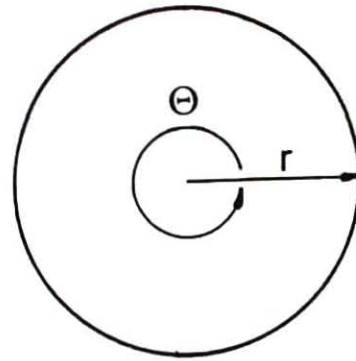


Fig. 135. Relacionando grau e radiano.

$$S = 2\pi r \text{ e } \theta = 360^\circ$$

então:

$$\theta = \frac{S}{r} = \frac{2\pi r}{r} = 2\pi$$

ou existe 2π radianos em um círculo, ou 360° . Logo,
 2π radianos = 360°

ou

$$1 \text{ radiano} = \frac{360}{2\pi} = 57,3^\circ$$

ou

$$1^\circ = \frac{1}{57,3} \text{ radianos} = 0,01745 \text{ radiano}$$

ou

$$1' (\text{minuto}) = \frac{1}{60^\circ} = 0,000291 \text{ radiano}$$

Portanto, o radiano é muito conveniente para se medir pequenos ângulos, o que normalmente ocorre quando se trabalha com microscópio. Para um ângulo muito pequeno, ver a Fig. 136.

Como θ é muito pequeno, h , S e c são praticamente iguais, e como o ângulo (em radianos) é definido como o arco S sobre o raio d e o erro cometido ao se usar a corda c ao invés de S é menor do que 0,1% para ângulos até 6° , a relação h/d é praticamente igual a

$$\frac{c}{d} \text{ ou } \frac{S}{d}$$

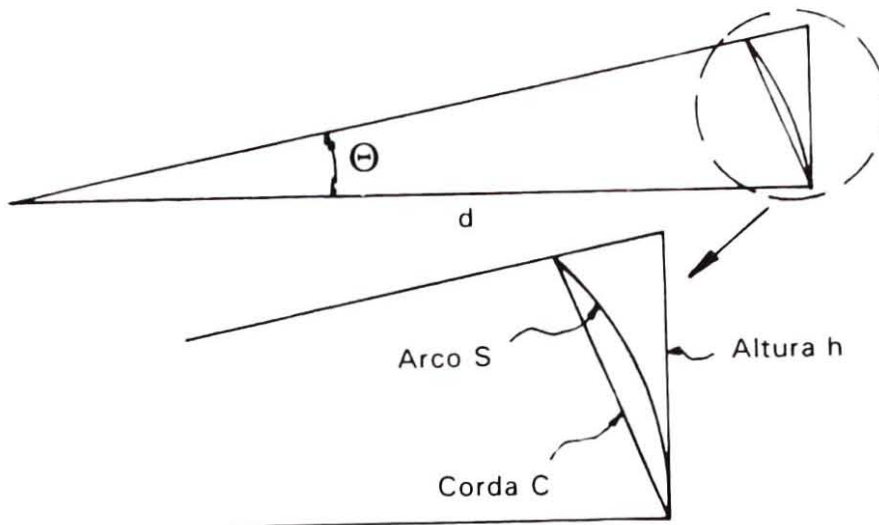


Fig. 136. Conveniência do uso do radiano

Assim, para pequenos ângulos, um objeto de tamanho S , visto a uma distância d , tem um tamanho angular dado por

$$\frac{S}{d}$$

Portanto, o tamanho angular de um objeto é dado pelo tamanho do objeto dividido pela distância. A maioria das pessoas consegue ver detalhes abaixo de 1 minuto de ângulo, ou 0,0003 radiano. Visto a uma distância $d = 30$ cm, o tamanho de um objeto pode ser dado por:

$$0,0003 = \frac{S}{30} \text{ ou } S = 30 \times 0,0003 = 0,009 \text{ cm}$$

ou aproximadamente 0,1 mm (1 décimo de milímetro).

Formação de imagens

Os microscópios ópticos usam lentes para formar a imagem. Então, é necessário estudar o que são imagens reais, virtuais e outros conceitos relacionados com as propriedades das lentes. Se um feixe de luz de raios paralelos incidir sobre a superfície de uma lente, conforme mostra a Fig. 137, eles sairão do outro lado e convergirão num ponto chamado ponto focal. A distância desse ponto até o centro da lente é chamada de distância focal da lente.

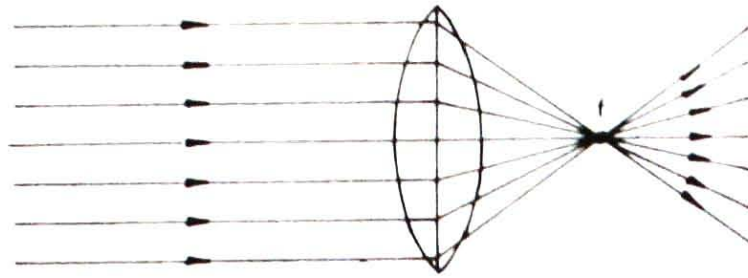


Fig. 137. Incidência de um feixe de luz de raios paralelos sobre uma lente.

Existe um ponto focal de cada lado da lente, que podem ser iguais ou não, dependendo da lente. Se, ao contrário, for colocada uma fonte luminosa no ponto focal de uma lente, os raios luminosos emergirão do outro lado, paralelos.

Diagrama para os raios principais

Dada uma lente com distância focal f , um objeto AB colocado na frente da lente produzirá uma imagem real, conforme ilustra a Fig. 138.

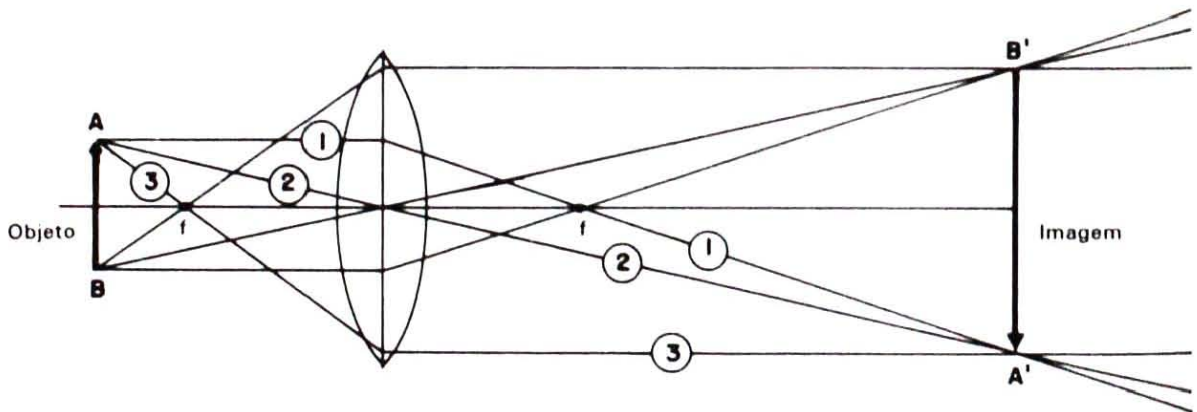


Fig. 138. Formação de uma imagem real

onde:

raio 1 - raio paralelo ao eixo, o qual após ser desviado, passa pelo foco

raio 2 - raio que passa pelo centro da lente, não sofre desvio

raio 3 - raio que passa pelo foco, emerge paralelo.

Então, aumento para uma lente é definido como o tamanho da imagem dividido pelo tamanho do objeto, ou seja:

$$A = \frac{I}{O}$$

O aumento está relacionado com as posições do objeto e da imagem, conforme ilustrado na Fig. 139.

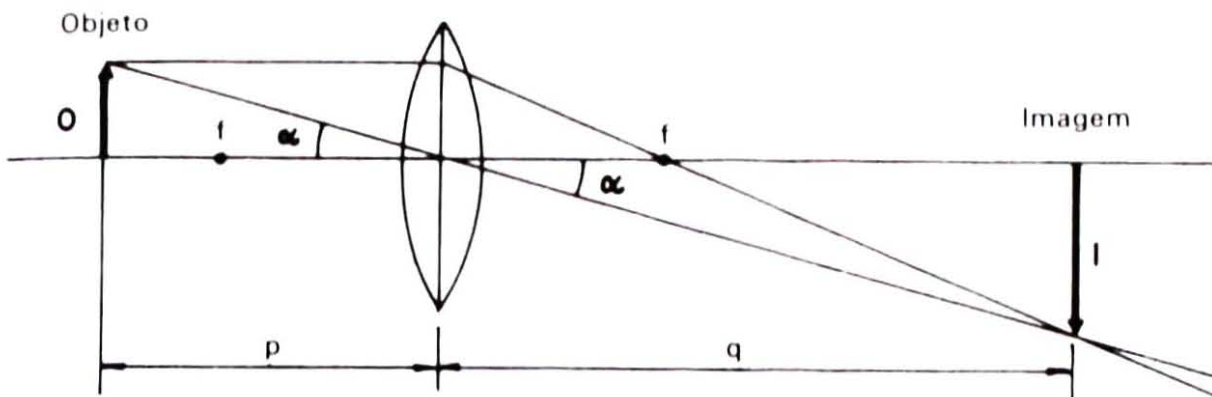


Fig. 139. Aumento x Posição do objeto

Como os dois triângulos são similares, vale a relação:

$$\frac{I}{O} = \frac{q}{p} = A$$

o que, para o caso de uma única lente, define o aumento como sendo a relação entre a distância da imagem pela distância do objeto. Seria mais interessante obter-se uma relação que levasse em conta a distância focal da lente, que é uma característica de cada lente. Assim, será deduzida uma nova expressão a partir da Fig. 140.

Há dois pares de triângulos similares. Para o primeiro par, pode-se escrever:

$$\frac{I}{O} = \frac{q}{p}$$

para o segundo par:

$$\frac{I}{O} = \frac{q-f}{p}$$

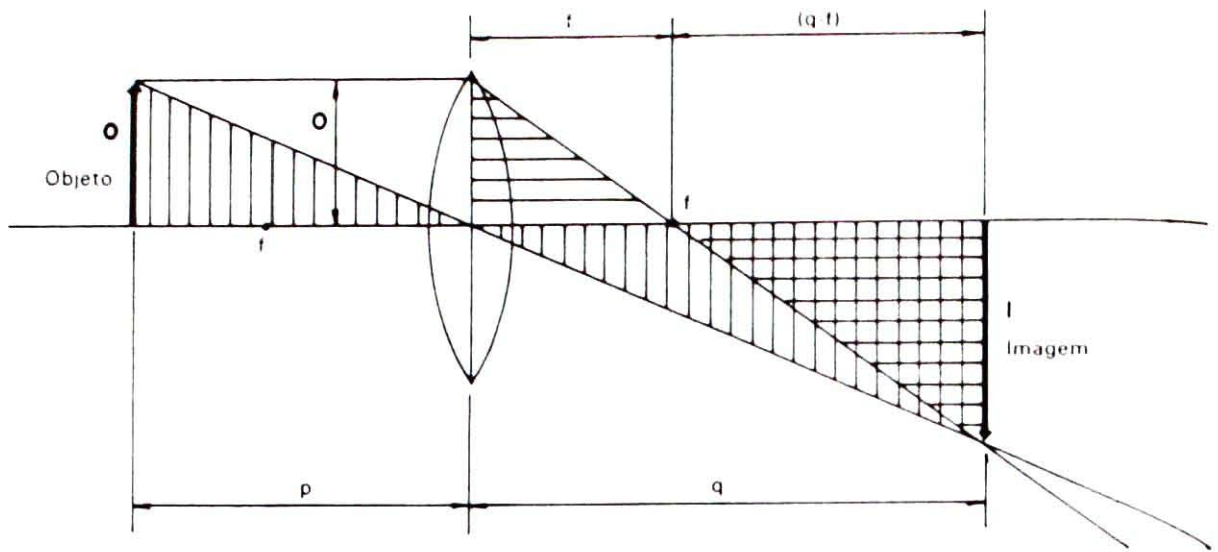


Fig. 140. Distância focal, um parâmetro de interesse

ou igualando-se as duas relações:

$$\frac{q}{p} = \frac{q-f}{p} = \frac{q}{f} - 1$$

dividindo-se ambos os lados por q:

$$\frac{1}{p} = \frac{1}{f} - \frac{1}{q} \text{ ou } \frac{1}{f} = \frac{1}{p} + \frac{1}{q}$$

esta última equação é a equação fundamental, que relaciona distância entre imagem e objeto e a distância focal da lente. Quando q é positivo, é porque a imagem está à direita do objeto. Quando q é negativo, isto é, a imagem está do lado do objeto, tem-se, então, uma imagem virtual.

Aumento de uma lente de objetiva de um microscópio

É mais conveniente expressar o aumento em termos da distância focal do que da posição do objeto. Assim, na relação $A = \frac{q}{p}$, substituindo-se $\frac{1}{p}$ por $\frac{1}{f} - \frac{1}{q}$, tem-se:

$$A = q \left(\frac{1}{f} - \frac{1}{q} \right) \text{ ou } A = \frac{q}{f} - 1$$

Num microscópio composto, normalmente q é fixado pelos fabricantes em 16 cm, assim,

$$A = \frac{16\text{cm}}{f} - 1$$

Usualmente o 1 é desprezado e o aumento é dado simplesmente por:

$$A = \frac{16\text{cm}}{f}$$

logo, quanto menor for f , maior será A .

Por exemplo, para uma lente com $f = 16 \text{ mm} = 1,6 \text{ cm}$, tem-se:

$$A = \frac{16\text{cm}}{1,6\text{cm}} = 10 \text{ ou } A = 10 \text{ X (dez vezes)}$$

para $A = 100 \text{ X}$ tem-se $f = 1,6 \text{ mm}$!

É fácil notar a dificuldade de se fabricar uma lente com $f = 1,6 \text{ mm}$!

Imagem virtual com uma lente

Se o objeto está entre a distância focal e a lente, então a imagem será formada conforme a Fig. 141.

Usando a equação fundamental:

$$\frac{1}{f} = \frac{1}{p} + \frac{1}{q} \text{ ou,}$$

$$\frac{1}{q} = \frac{1}{f} - \frac{1}{p} \text{ como } p < f \quad \frac{1}{p} > \frac{1}{f}$$

portanto, q será negativo, ou seja, a imagem estará do lado do objeto e é uma imagem virtual. Essa imagem aumentada não corresponde

ao aumento dado por $\frac{l}{o}$, porque quanto maior a imagem, mais longe ela está do observador, cancelando portanto o efeito aumentado. Para se calcular esse aumento, tem-se que usar o conceito de tamanho angular já definido anteriormente, conforme ilustra a Fig. 142.

Imagem (virtual)

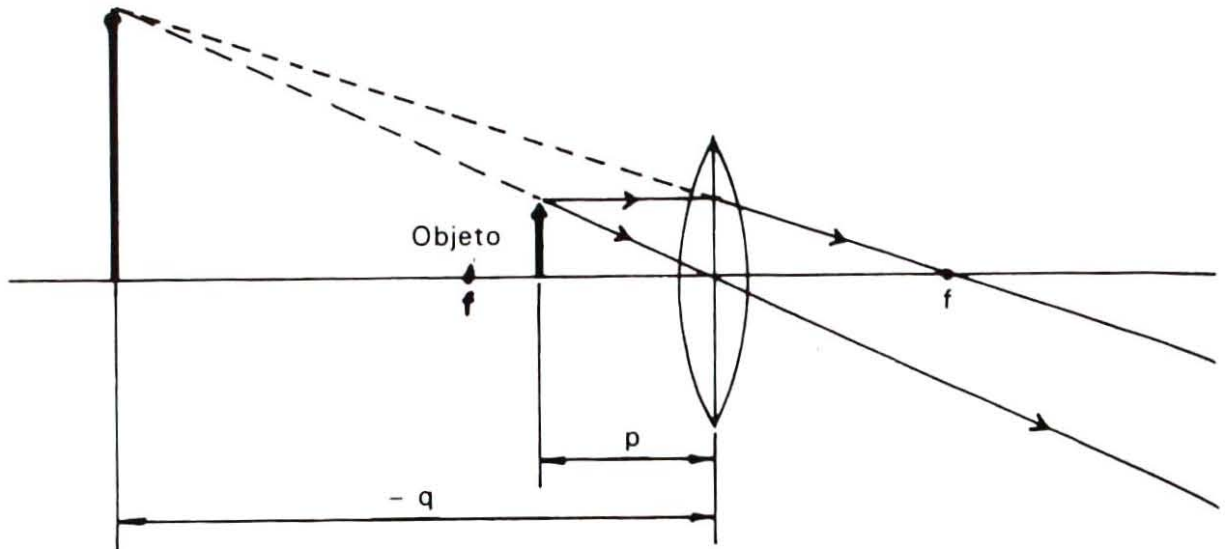


Fig. 141. Imagem virtual

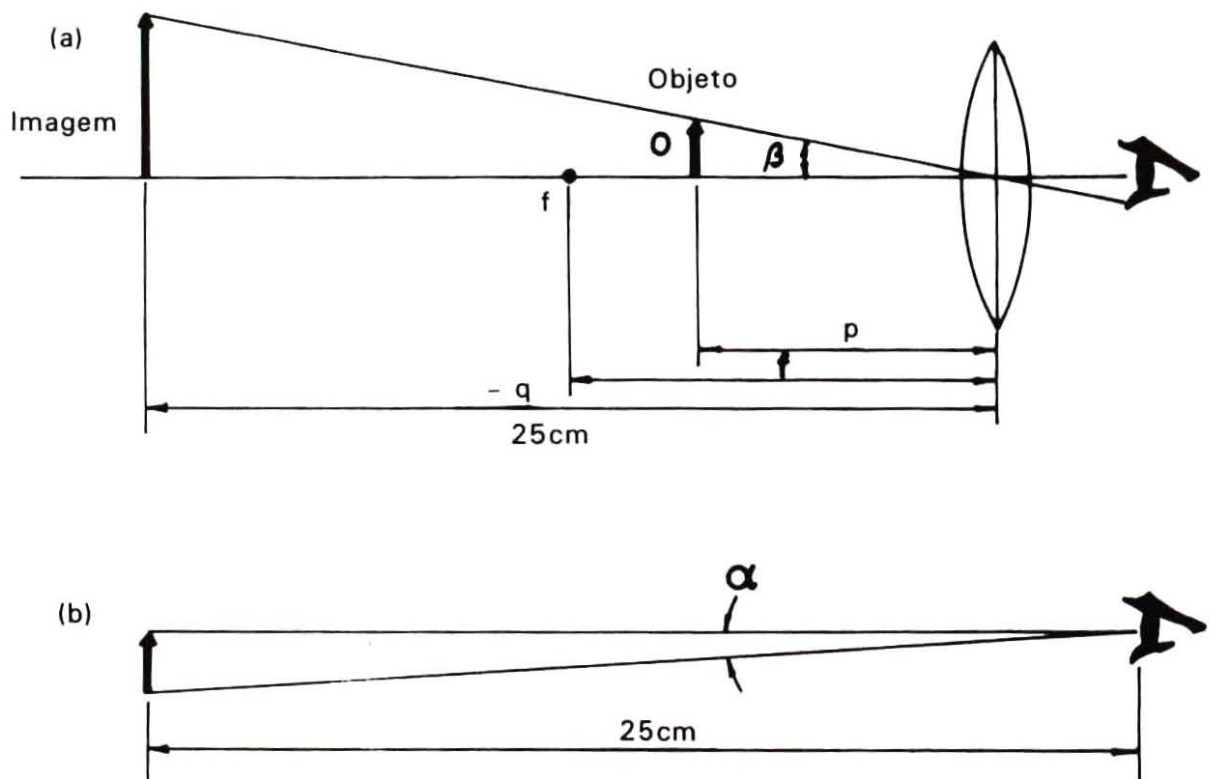


Fig. 142. Usando o conceito de tamanho angular

Assim,

$$A = \frac{\beta}{\alpha} \text{ mas } \beta = \frac{I}{q} \text{ (em radianos)} = \frac{O}{P} \text{ e}$$

$$a = \frac{O}{25\text{cm}} \text{ (para ângulos pequenos, caso contrário tem-se } \text{tg}\alpha \text{ e não } \alpha \text{).}$$

Mas, se o ângulo é grande, então não é necessário a lente. Logo,

$$A = \frac{\beta}{\alpha} = \frac{\frac{O}{P}}{\frac{O}{25\text{cm}}} = \frac{25\text{cm}}{p}$$

em termos de distância focal:

$$\frac{1}{p} = \frac{1}{f} - \frac{1}{q}$$

substituindo-se acima,

$$A = \frac{25\text{cm}}{p} = 25c \left(\frac{1}{f} - \frac{1}{q} \right) = \frac{25\text{cm}}{f} - \frac{25\text{cm}}{q}$$

mas q pode variar desde $-\infty$ até 25 cm, então:

$$\text{para } q = -\infty, A = \frac{25\text{cm}}{f}$$

$$\text{para } q = -25 \text{ cm}, A = \frac{25\text{cm}}{f} + 1$$

Na prática, o 1 é desprezado, porque uma grande variação na distância da imagem q , desde a $-\infty$ 25 cm contribui apenas com o fator 1 no cálculo do aumento da lente. Por exemplo, se $f = 5 \text{ cm}$.

$$A = \frac{25\text{cm}}{5\text{cm}} = 5X \text{ o que é típico para uma lente comum}$$

Então, para microscópios compostos, ou microscópios comuns, a lente da objetiva produz uma imagem real dentro do tubo do mi-

croscópio e próxima da lente da ocular. A ocular é usada para examinar essa imagem já aumentada, como se fosse usada para olhar um objeto. Ambas, objetiva e ocular, contribuem para o aumento total do microscópio. Portanto, a ocular nada mais é do que uma única lente calculada para aumentar a imagem já aumentada pela objetiva e que está a 160 mm. O aumento da ocular está definido em termos de tamanho angular, conforme visto. Se a ocular fosse usada sozinha para ver o objeto, o aumento seria dado por:

$$A_{oc} = \frac{25cm}{f_{oc}}$$

mas a ocular é usada para ver a imagem já aumentada pela objetiva, cujo aumento é expresso por:

$$A_{ob} = \frac{16cm}{f_{ob}}$$

então o aumento total será dado pelo produto

$$A_{Total} = A_{oc} \times A_{ob} = \left(\frac{25cm}{f_{oc}} \right) \times \left(\frac{16cm}{f_{ob}} \right)$$

Por exemplo, para uma ocular = 10 X, tem-se a objetiva = 30 X
 $T_{Total} = 300 X$

Microscópio composto

A Fig. 143 ilustra o diagrama dos raios luminosos num microscópio com a objetiva e a ocular, usadas para visualizar um objeto.

A Figura da esquerda mostra a objetiva formando uma imagem real dentro do tubo. A Figura do centro mostra a ocular sendo usada para ver a imagem formada pela objetiva. A Figura da direita mostra a imagem final que será vista pelo observador. É uma imagem virtual e bastante aumentada. Assim, a Fig. 144, ilustra finalmente o princípio de operação de um microscópio.

Microscópio estereoscópico ou estereomicroscópio

O que vem a ser visão estereoscópica? O par de olhos dá ao ser humano uma imagem em três dimensões daquilo que está sendo

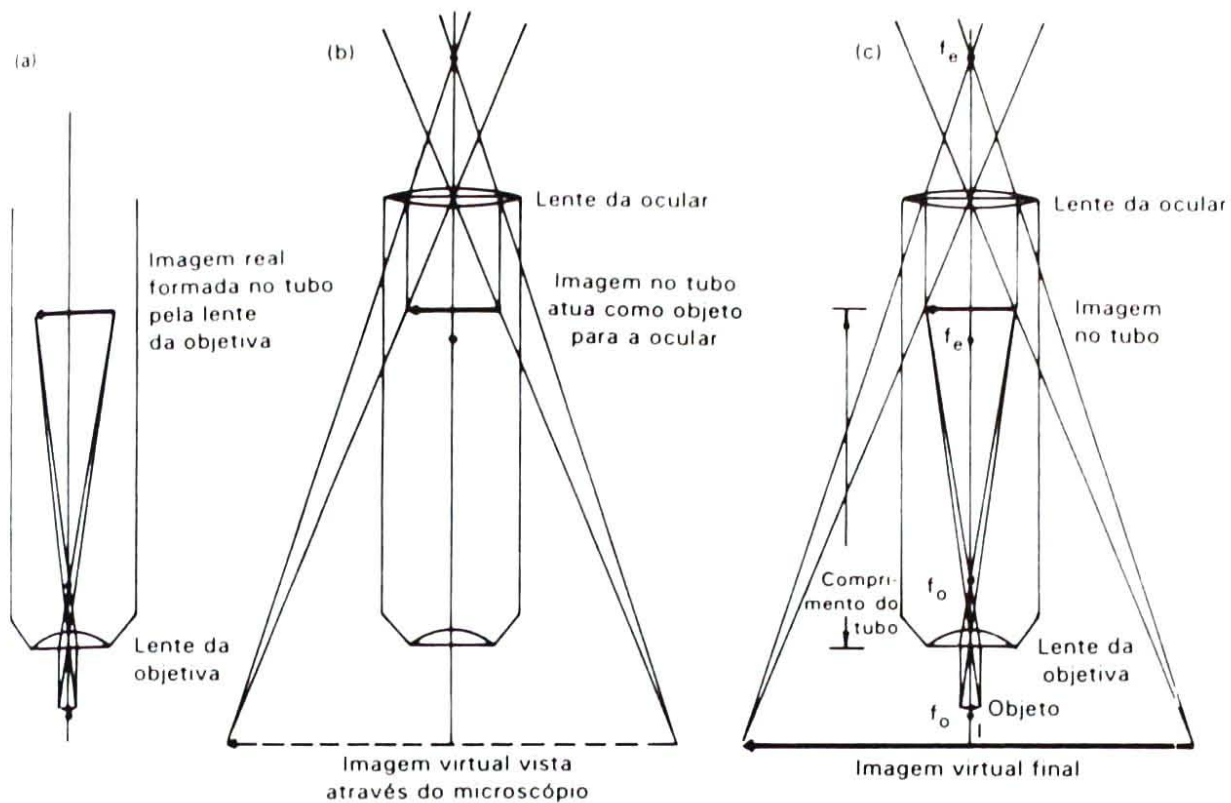


Fig. 143. Diagrama dos raios luminosos num microscópio

olhado. O estereomicroscópio estende esse princípio, para incluir objetos microscópicos. Ele dá uma imagem normal, lateralmente correta, em três dimensões de objetos espaciais e com aumentos de até 250 X.

Por causa dos dois caminhos ópticos separados no estereomicroscópio, cada olho vê o objeto de direções diferentes.

A sensação de profundidade da imagem vista, vem da fusão das duas imagens parciais, a qual tem perspectivas diferentes. A Fig. 145 ilustra um exemplo de um estereomicroscópio comum e a Fig. 146, mostra o caminho óptico dos raios de luz, desde o objeto até a ocular.

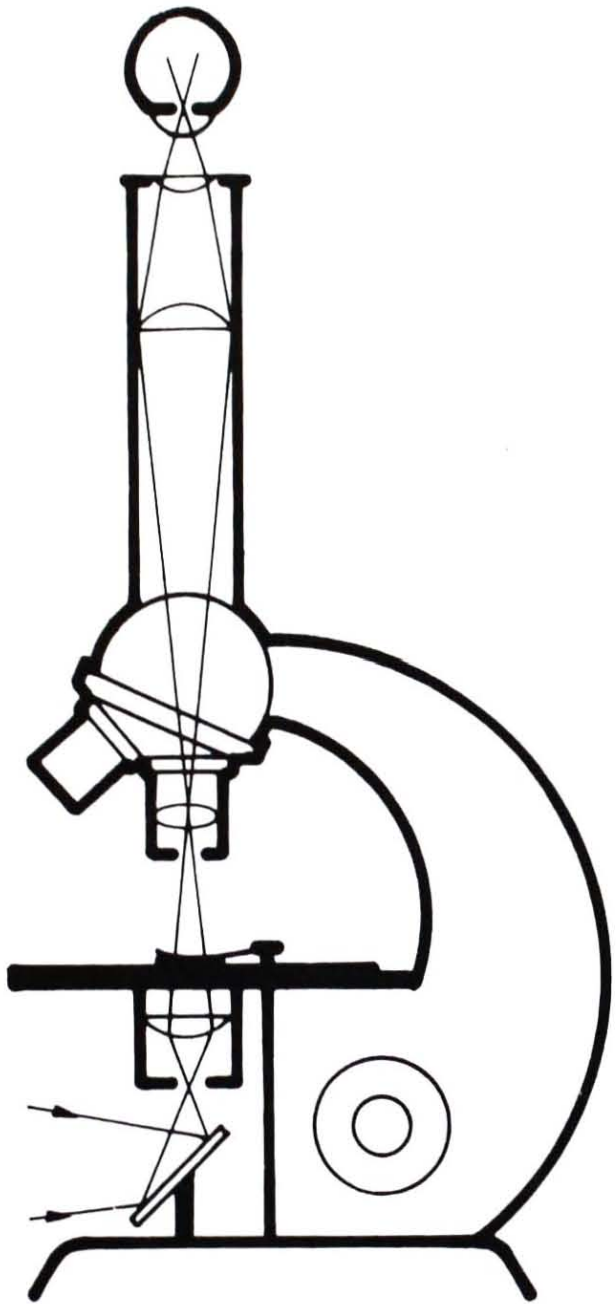


Fig. 144. Princípio de operação de um microscópio

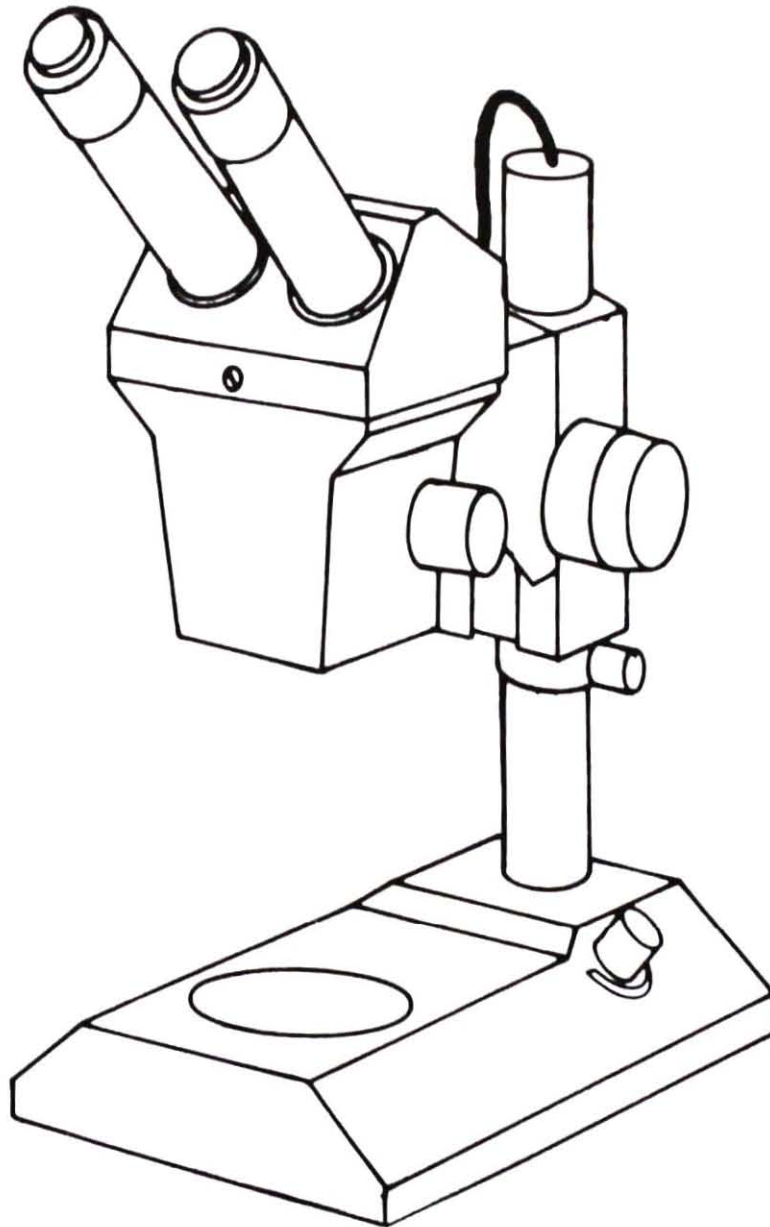


Fig. 145. Exemplo de um estereomicroscópio

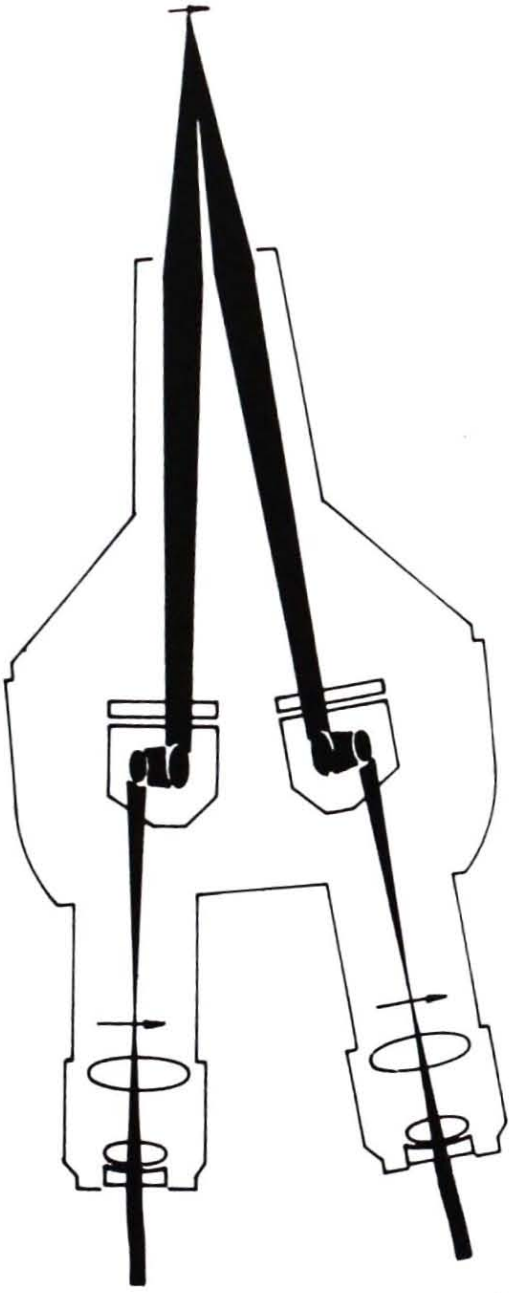


Fig. 146. Caminho óptico dos raios de luz

CAPÍTULO 7

Como realizar a manutenção em microscópios, balanças analógicas, estufas, B.O.D, pH-metros, colorímetros, balanças eletrônicas, fotômetros de chamas e porômetros

Microscópios

A limpeza da parte ótica do microscópio é fundamental para o perfeito funcionamento do equipamento. Alguns cuidados básicos devem ser tomados no que diz respeito às lentes, filtros e espelhos. As lentes do microscópio que fazem interface com o ar têm essas superfícies revestidas com uma película muito fina denominada camada anti-refletiva. Estes filmes finos são usados com as lentes para diminuir a quantidade de luz refletida, conforme ilustra a Fig. 147.

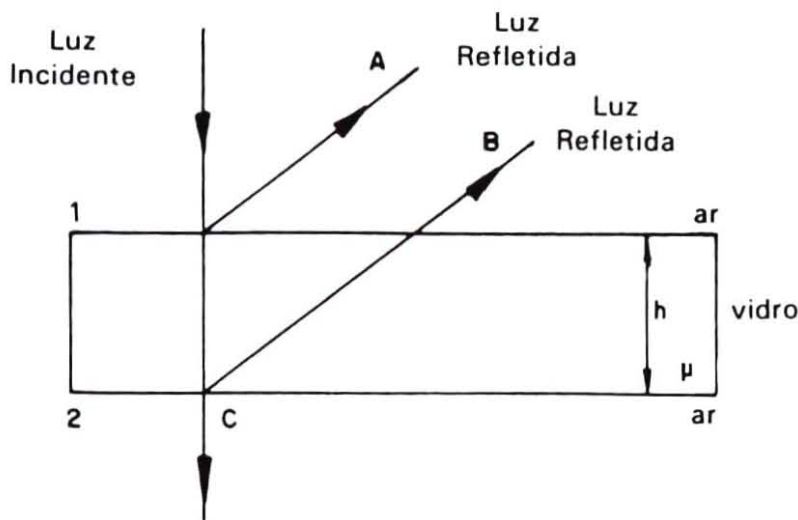


Fig. 147. Raios incidentes e refletidos em um vidro plano sem camada anti-refletiva.

Como exemplo, para um microscópio típico, tem-se dez superfícies em contato com o ar ao longo do caminho ótico, e considerando-se que cada superfície perde 4% de luz por reflexão, tem-se enorme perda de energia luminosa. Quanto à espessura do filme fino, esta deve ser convenientemente escolhida, para não provocar interferência destrutiva. Se cada superfície pudesse ser coberta com um

filme fino, de tal modo que as duas reflexões se cancelassem, este efeito seria eliminado.

A fração da luz incidente que é refletida em cada superfície depende da mudança do índice de refração na interface ar-vidro. Refração, é a mudança de direção que um raio de luz sofre ao passar obliquamente de um meio para outro, conforme ilustra a Fig. 148.

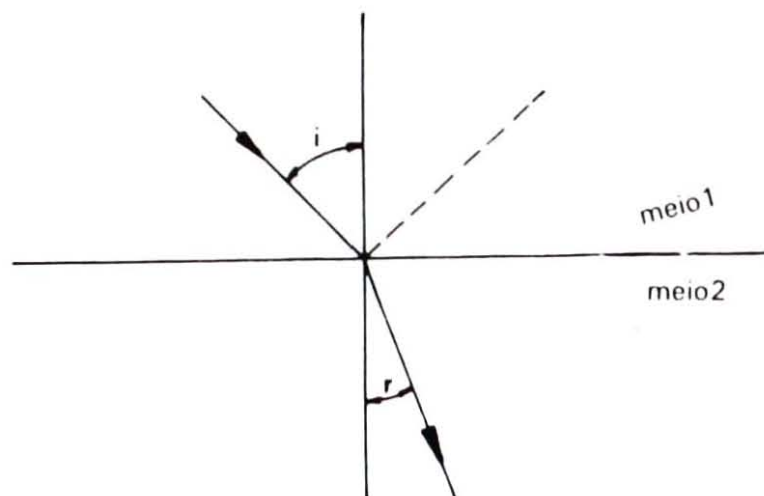


Fig. 148. Refração e meio

Dados históricos sobre microscópios

Ptolomeu, no século II, publicou tabelas da incidência da refração de luz no ar, água e vidro. Abaixo, tem-se a tabela de incidência e da refração de luz no meio ar e vidro.

Ângulo de incidência (i)	Ângulo de refração (r)
10°	7°
20°	13,5°
30°	20,5°
40°	25°
50°	30°
60°	34,5°
70°	38,5°
80°	42°

A primeira lei da refração é atribuída ao árabe Alhazen (por volta do ano 1000 d.C.), determinando que o raio incidente, o raio refratado e a normal estão no mesmo plano. A segunda lei da refração demonstra as relações entre os ângulos de incidência e de refração.

Wilhebrord Snell, em 1621, descobriu que a razão entre os senos dos ângulos de incidência e de refração é uma constante. Essa razão ficou conhecida como lei de Snell:

$$\frac{\text{sen } i}{\text{sen } r} = n, \quad \text{onde } n \text{ é o índice de refração do meio}$$

A expressão geral da lei de Snell pode ser escrita como:

$$n_1 \text{sen } i = n_2 \text{sen } r$$

A título de ilustração, são apresentados alguns índices de refração conhecidos.

Ar	1,000290
CO ₂	1,000450
He	1,000034
H ₂ O (a 20°C)	1,333000
Álcool etílico	1,361700
Álcool metílico	1,329200
Benzeno	1,501400
Dissulfito de carbono	1,627900
Solução de açúcar (25%)	1,372300
Solução de açúcar (50%)	1,420000
Solução de açúcar (75%)	1,477400
Vidro Crown, leve	1,517000
Vidro Crown, denso	1,588000
Vidro Flint, leve	1,579000
Vidro Flint, denso	1,647000
Bálsamo do Canadá	1,530000
Fluorita	1,434000
Diamante	2,417000

É importante observar que nenhum meio tem índice menor do que 1,00, se fosse possível, a luz teria maior velocidade do que tem no vácuo e que o diamante é o material que apresenta o maior índice de refração.

A medida do índice de refração pode ser usada para análises químicas. Com o equipamento denominado polarímetro, pode-se medir o valor do índice de refração de diversas substâncias. Assim, através destes índices, classificam-se os diversos álcoois, como também a concentração de açúcar. Para a maioria das substâncias, o

índice de refração varia com a cor. Para a tabela de índice de refração dos diversos materiais, a cor usada para quantificação foi a luz amarela do sódio.

O valor bom para o índice de refração do material escolhido para o filme fino deve ser a metade do valor do índice de refração do vidro usado. Usando como padrão, o índice do meio ar-vidro, a intensidade refletida em cada superfície será aproximadamente a mesma, e os raios refletidos se cancelam. A espessura do filme fino, deve ser precisamente escolhida. A expressão para o cálculo da espessura t dos filmes finos anti-refletivos é:

$$nt = \frac{\lambda}{4}$$

onde:

n = índice de refração

t = espessura do filme

λ = comprimento de onda

O comprimento de onda λ é variável através do espectro do visível e, por isto, o filme fino só pode ser feito para um determinado comprimento de onda. Para a maioria dos instrumentos, esta espessura é calculada para $\lambda = \pm 550$ nm (entre o amarelo e o verde). Assim, o cálculo de t para $\lambda = 550$ nm e $n = 1,25$ será:

$$t = \frac{0,55}{4 \times 1,25} = 0,11 \mu m$$

onde μm em valor numérico é igual a 10^{-6} m, ou seja, 0,000001 m.

Limpeza da parte ótica

Para a limpeza das lentes e espelhos são necessários alguns materiais, tais como:

- a) algodão
- b) solução de 50% éter sulfúrico P.A. e 50% clorofórmio P.A.
- c) cotonete caseiro
- d) um burrificador
- e) jogo de chave especial com largura de boca variável

- f) panos limpos
- g) pele de antílope
- h) lupa com aumento de 2,5 X

A Fig. 149 mostra um microscópio indicando as partes que devem ser limpas durante uma manutenção.

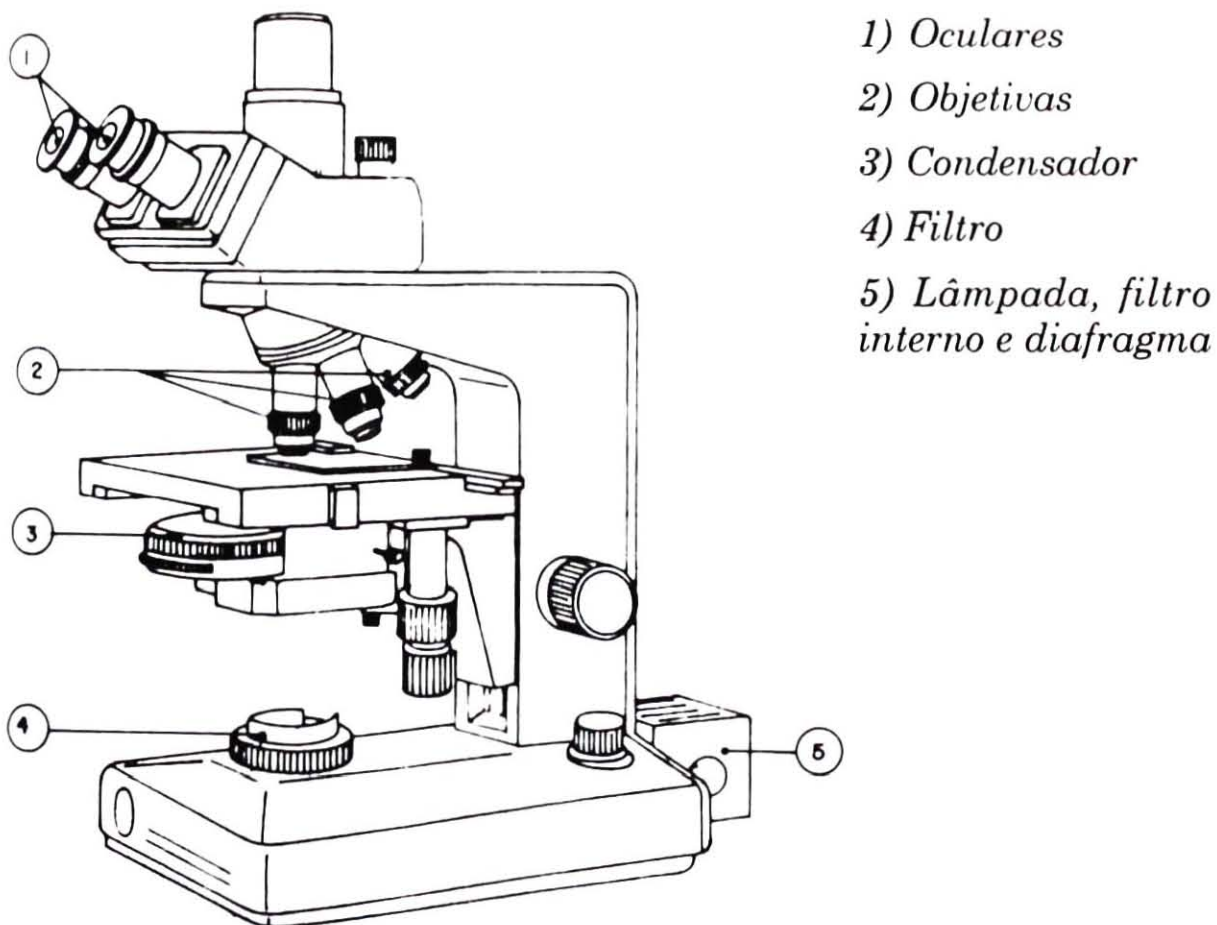
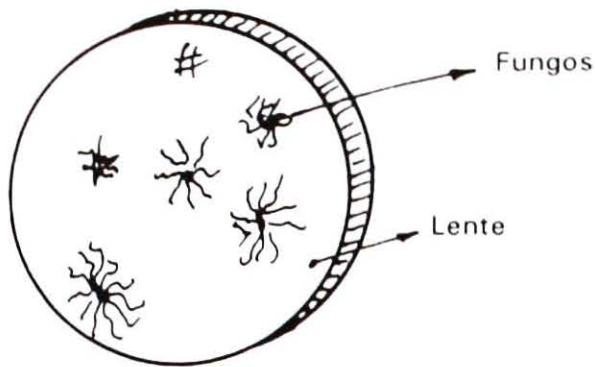


Fig. 149. Partes do microscópio que devem ser limpas

Antes de se fazer a limpeza da parte ótica, devem ser tomados alguns cuidados, mostrados a seguir:

a) observar se as lentes possuem fungos, conforme ilustra a Fig. 150. Os fungos são muito parecidos com teias de aranha. Eles podem ser tanto superficiais, quanto podem perfurar as lentes, se o tempo sobre elas for prolongado;

b) observar se a camada de filme fino anti-refletiva não está deteriorada. Isto pode ser verificado através da diferença de colora-



Os fungos são muito parecidos com teias de aranha. Eles podem ser tanto superficiais, quanto podem perfurar as lentes, se o tempo sobre elas for prolongado.

Fig. 150. Lente versus fungos

ção que há entre o vidro e o filme. A perda da camada anti-refletiva, ocorre devido a três fatores:

- ataque de fungos que se instalam no vidro;
- uso de material de limpeza não adequado;
- limpeza feita com papéis não apropriados, ou até mesmo palha de aço (bom-bril) e uso de objetos pontiagudos que riscam a lente e destroem o depósito de filme fino.

Feitas estas observações preliminares, serão analisados os procedimentos para a limpeza propriamente dita. Uma metodologia adequada consiste em limpar de baixo para cima, isto é, limpa-se todos os vidros e espelhos da base e da lâmpada até chegar à binocular que está localizada no topo do instrumento. Para o uso do cotonete (3) e da solução (2), adota-se o seguinte procedimento: faz-se o cotonete sem tocar a mão no algodão, para não depositar camada de gordura no mesmo, proveniente da pele. Deve-se segurar suavemente as lentes, pela lateral, e limpar as duas superfícies. Iniciar o trabalho pelo centro, indo na direção das bordas, seguindo procedimento circular e espiral no sentido horário, conforme a Fig. 151.

Para a limpeza das lentes com fungos, o procedimento adotado é basicamente o mesmo, diferenciando-se quanto ao uso de solução fúngica apropriada. As lentes que estiverem com as camadas anti-refletiva deterioradas não deverão ser limpas, uma vez que a solução fúngica poderá danificar o vidro ótico.

Limpeza da parte mecânica

Para a limpeza da parte mecânica, os seguintes materiais devem ser utilizados:

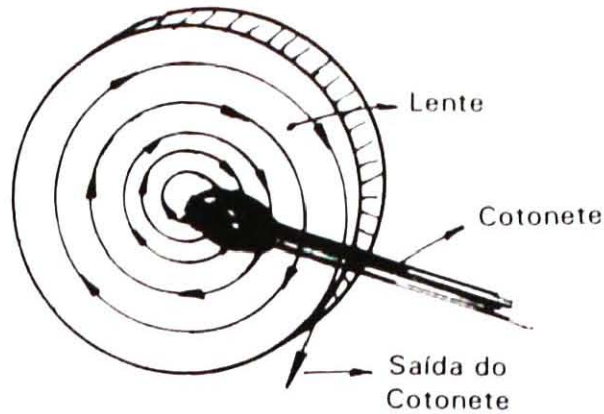


Fig. 151. Procedimento para limpeza das lentes.

- a) solução detergente (como por exemplo, Veja Multiuso)
- b) pincel
- c) panos e feltros
- d) óleo fino de máquina de costura

Desta forma, com os materiais acima, deve ser empregada a seguinte metodologia:

- a) retirar toda a parte ótica, isto é, aquelas que forem facilmente desmontáveis e que não exijam sua retirada com o uso de chaves mecânicas;
- b) retirar o suporte do condensador e platina;
- c) retirar o tubo binocular.

Toda esta seqüência deve ser feita com muito cuidado, e as peças retiradas devem ser colocadas em lugar seguro. A Fig. 152 ilustra as partes onde deve se proceder a limpeza.

Depois de desmontado todo o sistema, através desta metodologia, passa-se a limpeza de todo o corpo com o pincel embebido em detergente. Posteriormente, deve-se secar a peça trabalhada, com um pano seco e limpo. Deve-se tomar cuidado com as peças que contêm graxa, pois o uso da solução com detergente, neste caso, retira a graxa, prejudicando conseqüentemente o microscópio. Tal fato ocorre com a platina, (também denominado *charriott* ou porta-amostra) onde está o controle de posição com coordenadas X e Y, e com o próprio controle de macro e micro do microscópio, o qual possui diferentes tipos de graxas em seu interior. As soluções de éter e clorofórmio podem ser usadas para a limpeza das peças confeccionadas em aço ou ferro mas não podem ser usadas para o material plástico

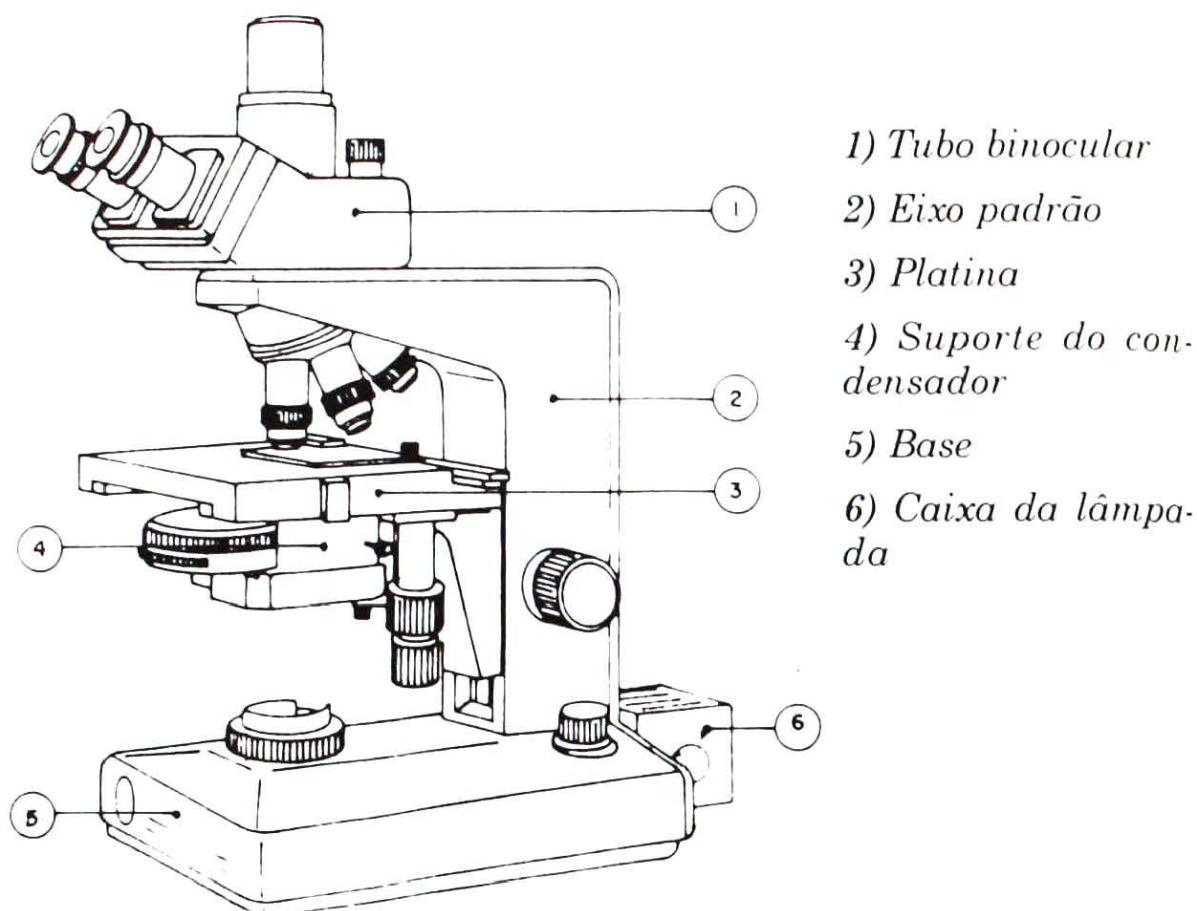


Fig. 152. Partes essenciais e limpeza

que faz parte do microscópio. Ao término desta etapa, todas as peças devem ser cobertas com um pano, aguardando o passo seguinte, ou seja, a limpeza da parte ótica.

Lubrificação

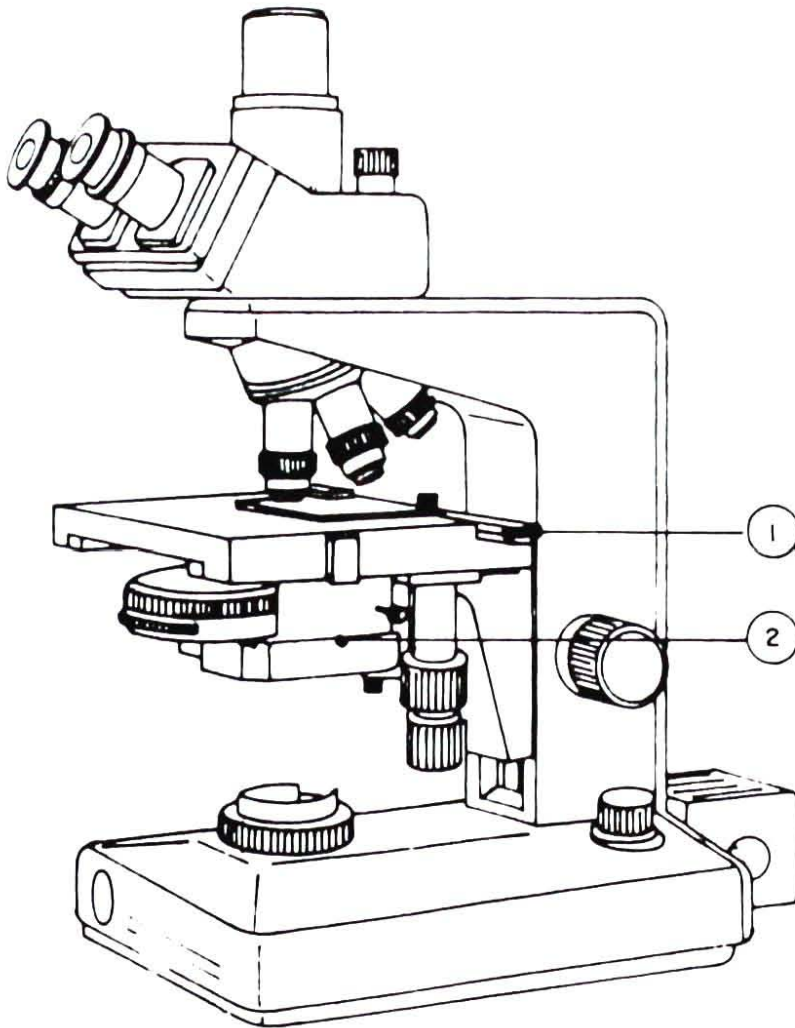
Para sua perfeita utilização, o microscópio necessita de boa lubrificação. A colocação de determinados tipos de graxas, que possuem densidades e viscosidades diferentes, possibilitam um funcionamento correto e preciso. Algumas empresas reservam-se, ou não, o direito de vender ou até mesmo ceder a composição química destas graxas, objetivando manter um segredo industrial sobre o produto. Com isto, torna-se problemática a lubrificação de algumas marcas de microscópio. Outro fato importante é que a mecânica envolvida, difícil, em certos modelos, a lubrificação, necessitando para tanto, um treinamento específico. Porém não se tratando de modelos específicos, deve-se adotar os seguintes procedimentos:

- a) lubrificação do porta-amostra
- b) lubrificação da asa-de-andorinha do suporte do condensador

A Fig. 153, ilustra o porta-amostra e a asa-de-andorinha do microscópio.

Para esta lubrificação, deve-se utilizar os seguintes materiais:

- a) vaselina pastosa
- b) palitos de sorvete



1) *Charriot*

2) *Suporte do condensador*

Fig. 153. Charriot e asa-de-andorinha

Troca da lâmpada

A troca da lâmpada em microscópios deve ser feita objetivando-se uma correta incidência de luz pelo eixo ótico. Microscópios, tais como o fotomicroscópio e aqueles que também podem ser acoplados à equipamentos fotográficos precisam ter a altura do filamento da lâmpada bem centralizado, em relação ao espelho que irá refletir a luz. A Fig. 154 mostra de maneira simples, o sistema normalmente usado na maioria dos microscópios, para a incidência de luz.

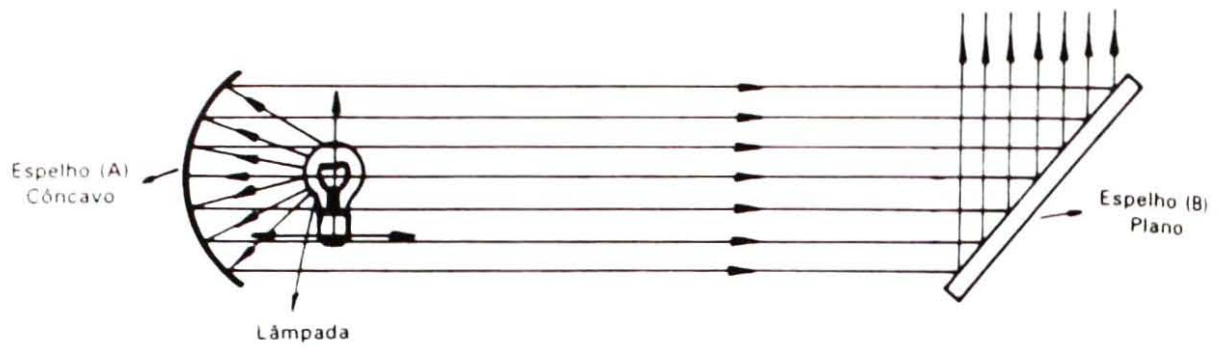


Fig. 154. Sistema usado para a incidência da luz

No caso deste sistema, necessita-se de ajustes para a correta centralização da lâmpada, o qual formará o eixo luminoso que determinará o grau de luminosidade. Para o ajuste de centralização, é necessário o uso de filtros, os quais são colocados na saída do diafragma, conforme ilustra a Fig. 155, sem a necessidade de uso de uma lâmina para análise. Para este procedimento, deve-se olhar pelo tubo binocular a imagem do filamento da lâmpada, com a objetiva de magnitude 6,3 X ou 10 X. Se a iluminação estiver desregulada,

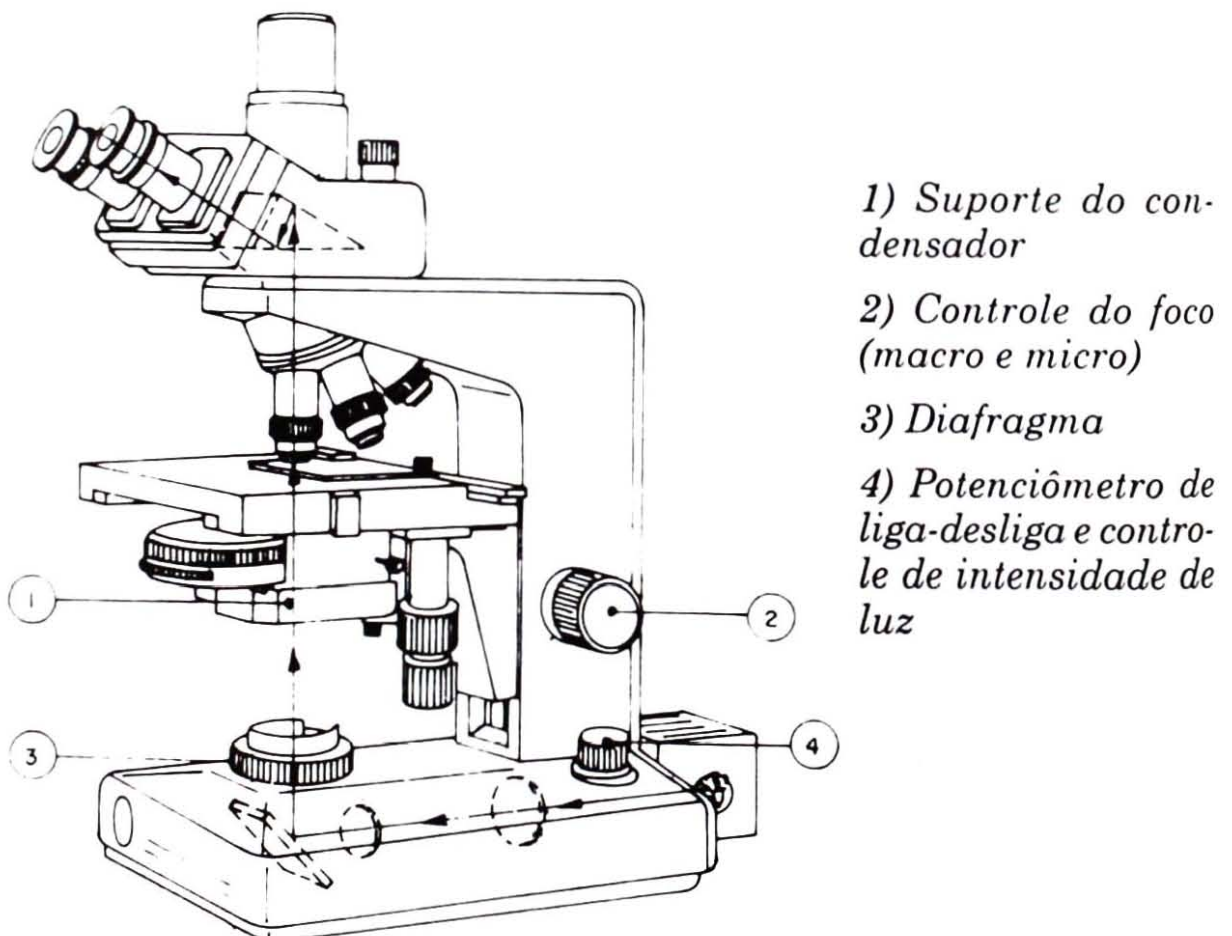


Fig. 155. Ajuste de centralização

isto é, se a imagem estiver fora do padrão normal, a lâmpada deverá ser centralizada, usando os dois parafusos de ajuste, que fazem o deslocamento na horizontal e vertical. A imagem correta do filamento quando a lâmpada estiver ajustada pode ser visualizada na Fig. 156.

Todo este procedimento deve ser feito com cuidado, pois os parafusos que fazem o ajuste, bem como a base que suporta a lâmpada são frágeis e não podem passar o limite da fadiga mecânica. A chave de fenda e o alicate devem ser apropriados para o tamanho das peças.

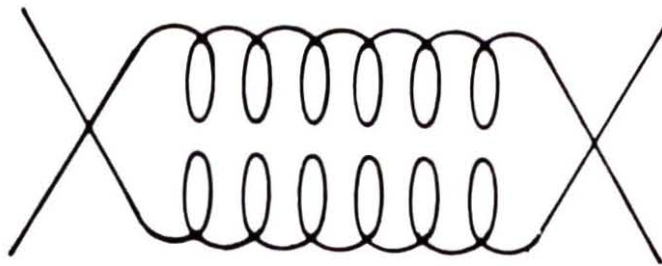


Fig. 156. Imagem ótima de uma lâmpada de halogênio de 12V, 100W.

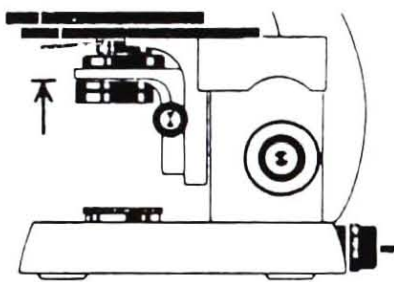
Alinhamento do eixo ótico

O eixo ótico ou o caminho que a luz percorre (Fig. 155), é composto das seguintes partes:

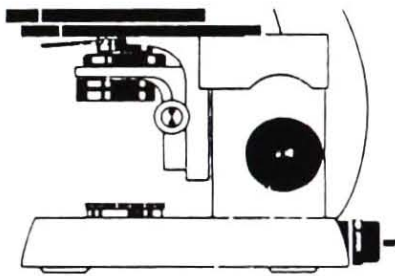
- a) espelho côncavo
- b) lâmpada
- c) jogos de lentes
- d) espelho plano
- e) diafragma
- f) condensador
- g) objetivas
- h) tubos binoculares com divisor de luz e prisma de desvio

O princípio de iluminação segundo, Köhler, permite iluminar uniformemente o campo do objeto, aproveitando ao máximo a luminosidade da fonte de luz. Para que isto ocorra, a mencionada fonte deve reproduzir a imagem no plano focal posterior da objetiva, de maneira que, cada ponto da fonte luminosa ilumine por si só todo o campo do objeto. O microscópio deve cumprir com estas condições, para diferentes combinações de objetivas e oculares e, conseqüentemente, diversas dimensões dos campos do objeto e dos valores de abertura.

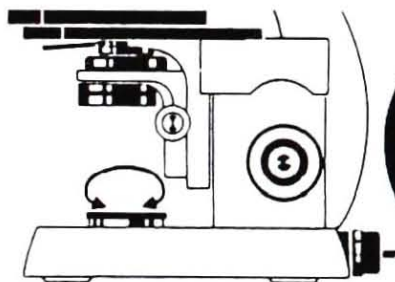
O alinhamento do eixo ótico deve seguir uma metodologia própria, que está enunciado logo abaixo. As vantagens de um ajuste correto mostram que o campo visual permanece uniformemente iluminado, isto é, com a imagem brilhante, sem reflexos ou deslumbramento, permite a nitidez do objeto a ser analisado. Para este tipo de ajuste, as seguintes condições devem ser observadas: o condensador deve estar centralizado e deslocado verticalmente, o conjunto de lâmpadas deve possuir coletor de luz e diafragma íris. Através desta metodologia, pode-se fazer um alinhamento correto:



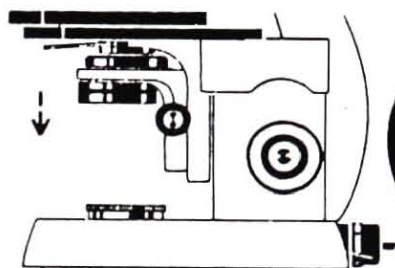
1) Subir completamente o condensador com a lente frontal introduzida.



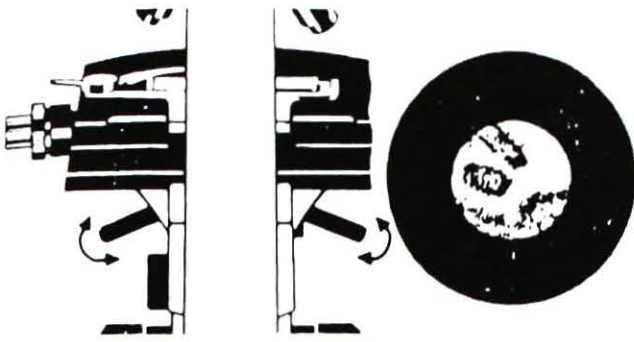
2) Enfocar a preparação com as objetivas 6,3 ou 10.



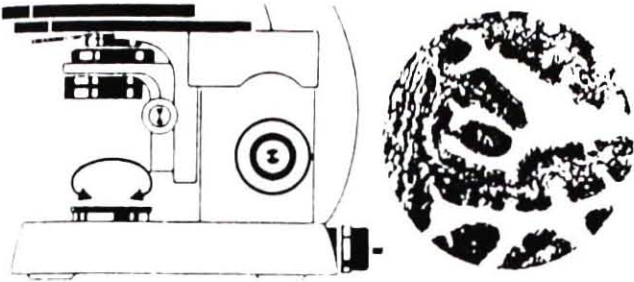
3) Observar e fechar o diafragma de campo luminoso colocado na base do microscópio.



4) Baixar um pouco o condensador, até obter nitidez da imagem do diafragma.



5) Centralizar a imagem do diafragma de campo luminoso no campo visual, recorrendo aos parafusos do condensador.



6) Abrir o diafragma do campo luminoso, e caso haja a borda do campo visual, centralizar com exatidão e abri-lo até que o mesmo desapareça justamente atrás da borda do campo visual.

É muito importante considerar os seguintes aspectos neste procedimento de manutenção:

a) quando se deparar com problemas não vistos neste livro, não tentar solucionar sem alguma referência. Faça um primeiro contato com especialistas;

b) a rotina de limpeza da parte ótica deve ater-se somente às partes de fácil acesso, e que não necessitem o uso de chaves de fenda, tais como os prismas internos do tubo binocular;

c) não usar o algodão embebido em solução, em materiais de plástico. Isto irá danificá-los;

d) não passar a solução de limpeza de lente, quando verificar problemas com o depósito de filme fino;

e) não desmontar o controle de macro e micro do equipamento.

Balanças analógicas

Todos os corpos no universo e mesmo o gás mais leve possuem massa. A massa de um corpo está relacionada diretamente com o seu volume e a sua densidade. Assim, para que se determine a massa de um corpo, seria necessário que se indicassem duas grandezas, isso é, volume e densidade.

Levando-se em consideração que entre duas massas existe sempre uma força atrativa, esta será tanto maior quanto maiores forem as duas massas e quanto menor a distância entre elas. Força esta que chamamos de gravitação. A Fig. 157 ilustra esta situação.

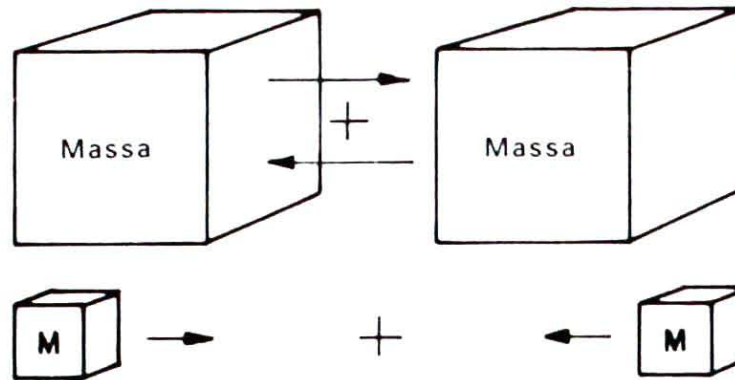


Fig. 157. Atração entre corpos

A manifestação mais conhecida da gravitação é a **gravidade**, onde se observa a atração que a terra exerce sobre todos os corpos. É esta força de atração que permite determinar a massa desconhecida de um corpo, medindo-se a força exercida sobre a massa desconhecida e comparando-a com a força exercida sobre uma massa conhecida, ou seja, um **peso**. Esta comparação é denominada **pesagem**.

A massa de um corpo não depende da força de gravidade que incide sobre ele. Ela se mantém constante até mesmo fora do planeta. Quando se diz que um corpo tem um determinado peso, está levando-se em conta sua massa mais a força de gravidade que atua sobre ele. Com isso, podemos dizer que força = (massa)(gravidade local), é dada em [Kgf] no sistema MKS.

A gravidade não é idêntica em todos os pontos da terra. No equador, a distância do centro da terra à superfície é maior do que nos pólos, devendo-se considerar ainda a força centrífuga que se opõe à gravidade. Com este fato, um corpo de um quilograma de massa pesará nos pólos 5 gramas a mais que no equador. A Fig. 158 ilustra a dependência do peso com a gravidade.

A relação entre o quilograma-peso e o quilograma-massa é uma mera questão de convenção e obedece ao quilograma padrão, que serve de base para a aferição dos demais, e está depositado no Museu de Sèvres, subúrbio de Paris, França.

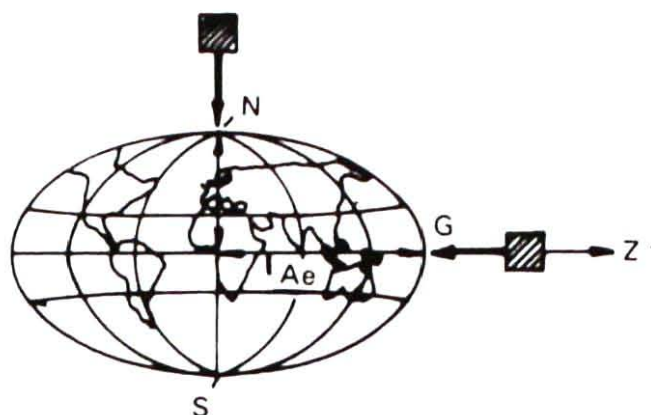


Fig. 158. Dependência do peso com a gravidade

O instrumento que nos permite medir a força exercida sobre um objeto ou a sua massa é denominado **balança**.

As balanças podem ser classificadas em:

Balança de mola

A balança de mola mede diretamente a força exercida sobre um corpo. Este tipo de balança possui uma escala acoplada, que converte a leitura em peso. O inconveniente deste tipo de balança é que toda vez que ela é mudada de posição, a escala de leitura deve ser corrigida, uma vez que pode haver variação da gravidade. A Fig. 159 ilustra uma balança de mola.

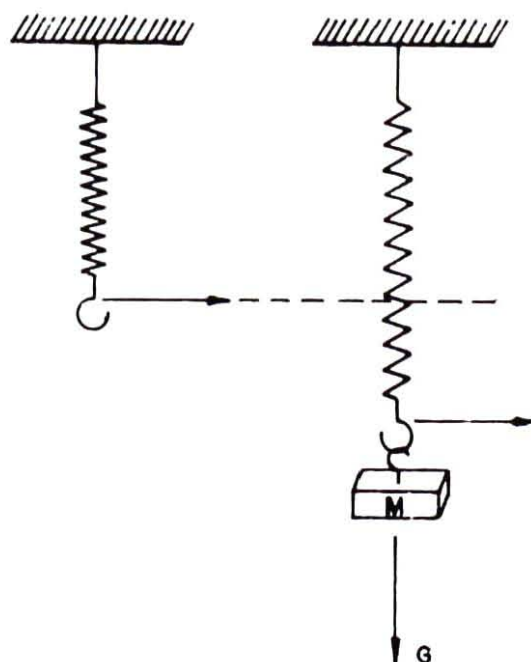


Fig. 159. Balança de mola

Balança de travessão

Uma comparação fiel entre massas só é possível com uma balança de travessão, pois a força da gravidade incide sobre ambas as massas e essas se anulam.

Nos braços de comprimentos iguais de uma alavanca de dois braços é colocado, em um dos lados, o peso do corpo a ser pesado e do outro lado o corpo comparador, isto é, os pesos conhecidos. Se ambos os pesos possuírem valores idênticos, o travessão manter-se-á em posição horizontal. A alavanca estará em equilíbrio, se $F_1 = F_2$. Logo, na condição de equilíbrio $F_1 \lambda = F_2 \lambda$. A Fig. 160 ilustra uma balança de travessão.

Assim, uma diferença mínima entre as duas cargas é o suficiente para o desequilíbrio e, desta forma, o travessão sai de sua posição horizontal e só voltará a descansar em posição vertical, conforme ilustra a Fig. 161.

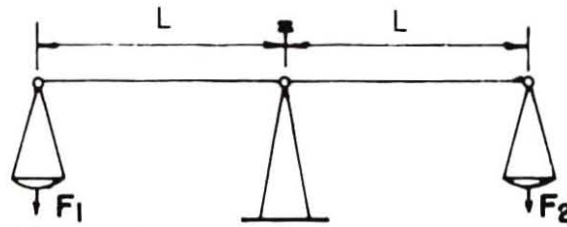


Fig. 160. Balança de travessão

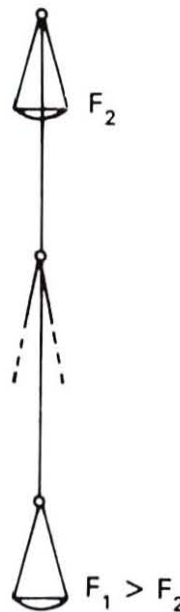


Fig. 161. Balança de travessão na posição vertical

Para que se possa utilizar a balança de travessão, ela deverá receber um pequeno peso adicional estabilizador M_s . Com isso, ao se acrescentar um sobrepeso F_u no prato esquerdo, a balança se inclinará em consequência do momento adicional $F_u \lambda$. Com a inclinação, o peso M_s passa agora a produzir um momento contrário. A balança entra em equilíbrio, quando o braço a tiver um comprimento correspondente a $F_u \lambda = M_s a$. As Figs. 162 e 163 ilustram esta situação.

Na balança de precisão, com braços iguais, o travessão possui como eixo de rotação um cutelo de aço e um coxim de aço ou ágata. Em distâncias possivelmente iguais deste eixo de rotação, estão previstos dois cutelos com o gume apontado para cima, onde estão suspensos os dois pratos. O centro de gravidade do travessão encontra-se um pouco abaixo do centro de rotação. O travessão acha-se, pois, em estado de equilíbrio e ajusta-se com carga igual nos dois pratos em posição aproximadamente horizontal. Um ponteiro fixado no centro do travessão se move diante de uma escala e permite a leitura exata de sua posição.



Fig. 162. Balança de travessão com peso estabilizador M_s .

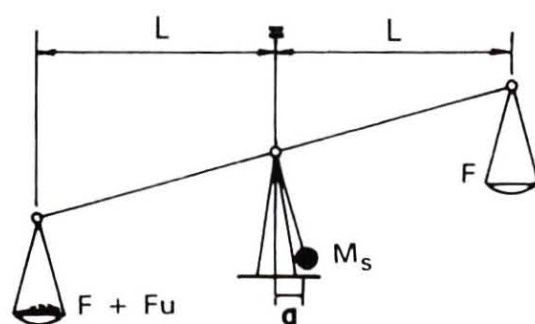


Fig. 163. Balança de travessão em equilíbrio

Balanças do tipo visto na Fig. 164 estão sujeitas a um erro de sensibilidade. Esse erro é um fator determinado pela massa do ponto de gravidade e sua distância do centro de rotação do travessão. Esta sensibilidade deve ser constante através de toda a gama de pesagem.

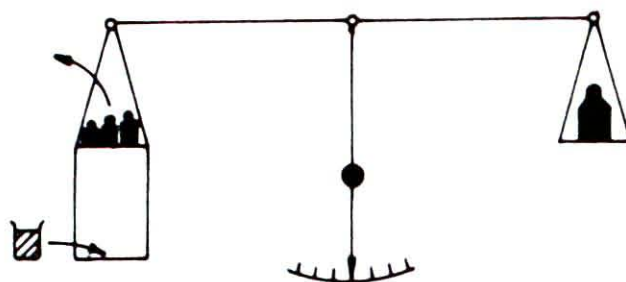


Fig. 164. Balança tipo travessão, sujeita a erro de sensibilidade.

Em outros termos, 10 mg de sobrepeso devem produzir o mesmo desvio de ponteiro, quer a balança esteja carregada com 1 g + 10 mg ou com 100 g + 10 mg. As Figs. 165 e 166 ilustram estas situações.

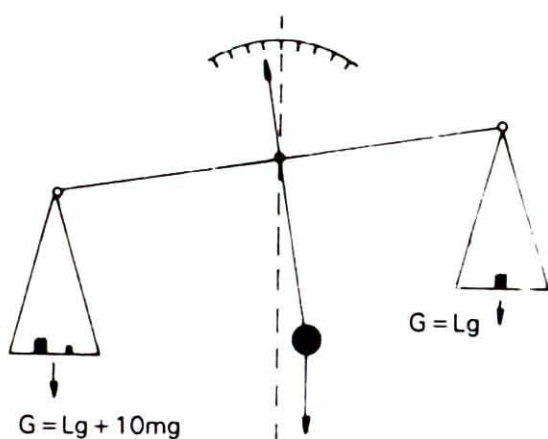


Fig. 165. Erro e sensibilidade (I)

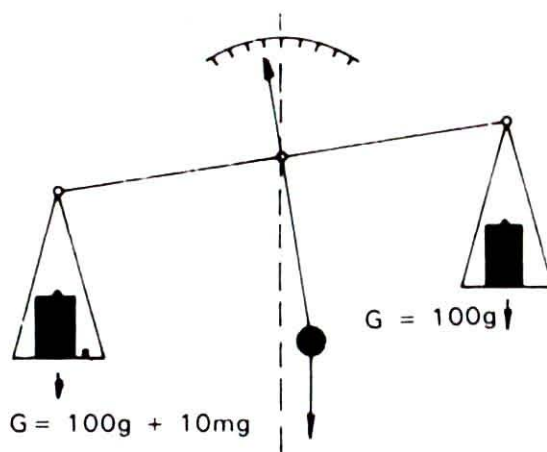


Fig. 166. Erro e sensibilidade (II)

Isto, porém, só acontecerá quando os três pontos de conta estiverem rigorosamente alinhados, o que é dificilmente realizável na prática. Também, sob o efeito de carga, origina-se um ponto adicional de gravidade por baixo do centro de rotação do travessão, o qual aumenta à medida que aumenta a carga e reduz a sensibilidade da balança. Tal erro pode ser compensado por um contrapeso, porém somente para determinada carga na balança. Nestas circunstâncias, toda vez que houver uma alteração de carga, será necessário reajustar a sensibilidade. Esta condição será atendida quando o objeto a ser pesado e o jogo de pesos forem suspensos no mesmo braço de alavanca, garantindo com isso, uma carga constante nos pontos de contato, independente da carga a ser pesada. Os procedimentos adequados devem seguir a orientação observada na Fig. 167.

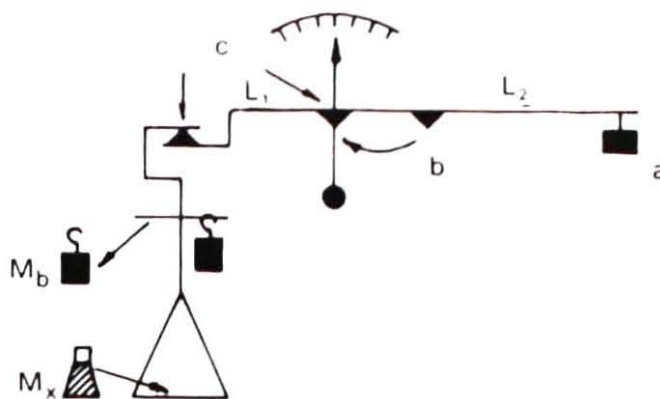


Fig. 167. Uso de cutelos e coxins de safira sintética

As principais razões que conduziram ao moderno travessão assimétrico de dois cutelos são:

a) Uma vez que o peso compensador é constante, este pode ser fixado rigidamente no travessão. Com isso, ter-se-á apenas dois cutelos e um atrito menor. Pode-se também corrigir as variações de sensibilidade, uma vez que a balança de substituição opera sempre com a mesma carga.

b) No princípio de substituição, cada braço do travessão suporta um peso correspondente à carga máxima da balança. Dessa forma, o cutelo no centro de rotação da balança recebe uma pressão equivalente ao dobro da capacidade máxima. A fim de aliviar tal carga, desloca-se o centro de rotação do travessão em direção ao prato. Com isso, o contrapeso rígido pode ser diminuído, com subsequente redução da carga sobre o cutelo do travessão.

c) Para reduzir mais uma vez o atrito, são usados cutelos e coxins de safira sintética. Em comparação com a anteriormente usada, ágata, este material possui melhores características de dureza e pureza e uma vida útil consideravelmente mais longa.

A Fig. 167 ilustra esta situação.

Funções auxiliares

a) Nivelamento:

Dado que o travessão, independentemente da posição da balança, se ajusta sempre na posição de equilíbrio, ao passo que a escala e o sistema ótico estão firmemente ligados à caixa, obtém-se uma leitura viciada, se a balança não estiver adequadamente nive-

lada. Por essa razão, foi previsto um indicador de nível do tipo bolha, a fim de auxiliar o nivelamento.

b) Freio do prato:

O freio do prato faz parar, mediante atrito mecânico, os movimentos do prato. Ao destravar a balança, o freio do prato desce e este volta a se mover livremente. A Fig. 168 ilustra esta situação.

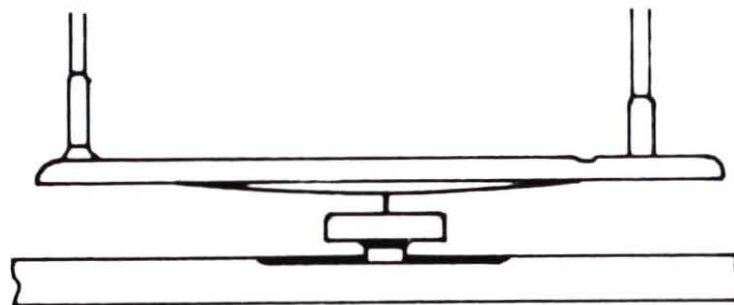


Fig. 168. Freio do prato

c) Amortecimento:

Para que o travessão recupere rapidamente sua posição de equilíbrio, seus movimentos são amortecidos. Dois sistemas de amortecimento que deram ótimos resultados foram o pneumático e o magnético.

No amortecedor pneumático, isto é, a ar, o disco do pistão (K) do travessão se move dentro do cilindro Z e comprime o ar, conforme o sentido do movimento na parte superior ou inferior do cilindro. O efeito de frenagem diminui com a redução do percurso do disco e chega a zero, quando o disco pára.

O amortecedor magnético possui uma placa metálica que se move entre dois pólos de um ímã. As correntes de turbilhão produzidas por este movimento freiam a placa metálica e com isso o travessão. As Figs. 169 e 170 ilustram, respectivamente, o amortecimento a ar e o magnético.

Limpeza, calibração e aferição

A primeira providência a ser tomada é o destravamento da balança. Isso pode ser feito seguindo-se a seqüência abaixo:

1º - após desfeita a embalagem, remova a tampa superior;

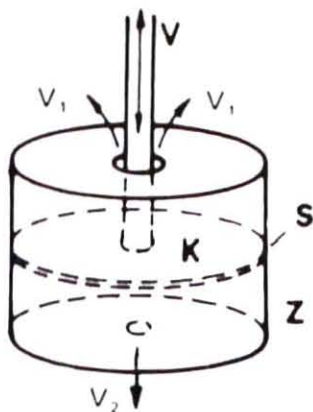


Fig. 169. Amortecimento a ar.

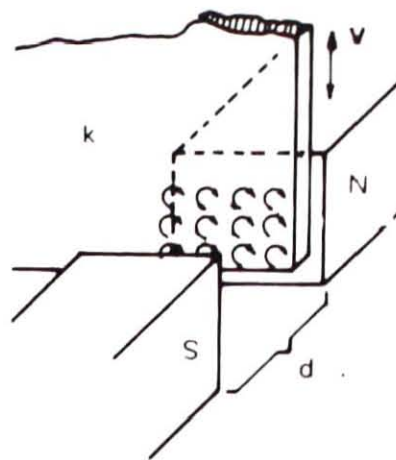


Fig. 170. Amortecimento magnético.

2º - soltar a trava da base, como indica a Fig. 171;

3º - soltar as travas laterais do travessão. Fixá-las novamente na posição mais distante do travessão;

4º - soltar as travas da parte traseira do travessão, girá-las 180º e fixá-las novamente;

5º - soltar o parafuso do cabide até que este pare de girar;

6º - soltar a mola dos pesos;

7º - soltar os parafusos das travas dos pesos;

8º - soltar os apoios do triângulo e fixá-los novamente, de modo que estes não encostem no travessão ou qualquer peça móvel;

9º - colocar os contadores em posição **zero**;

10º - nivelar a balança;

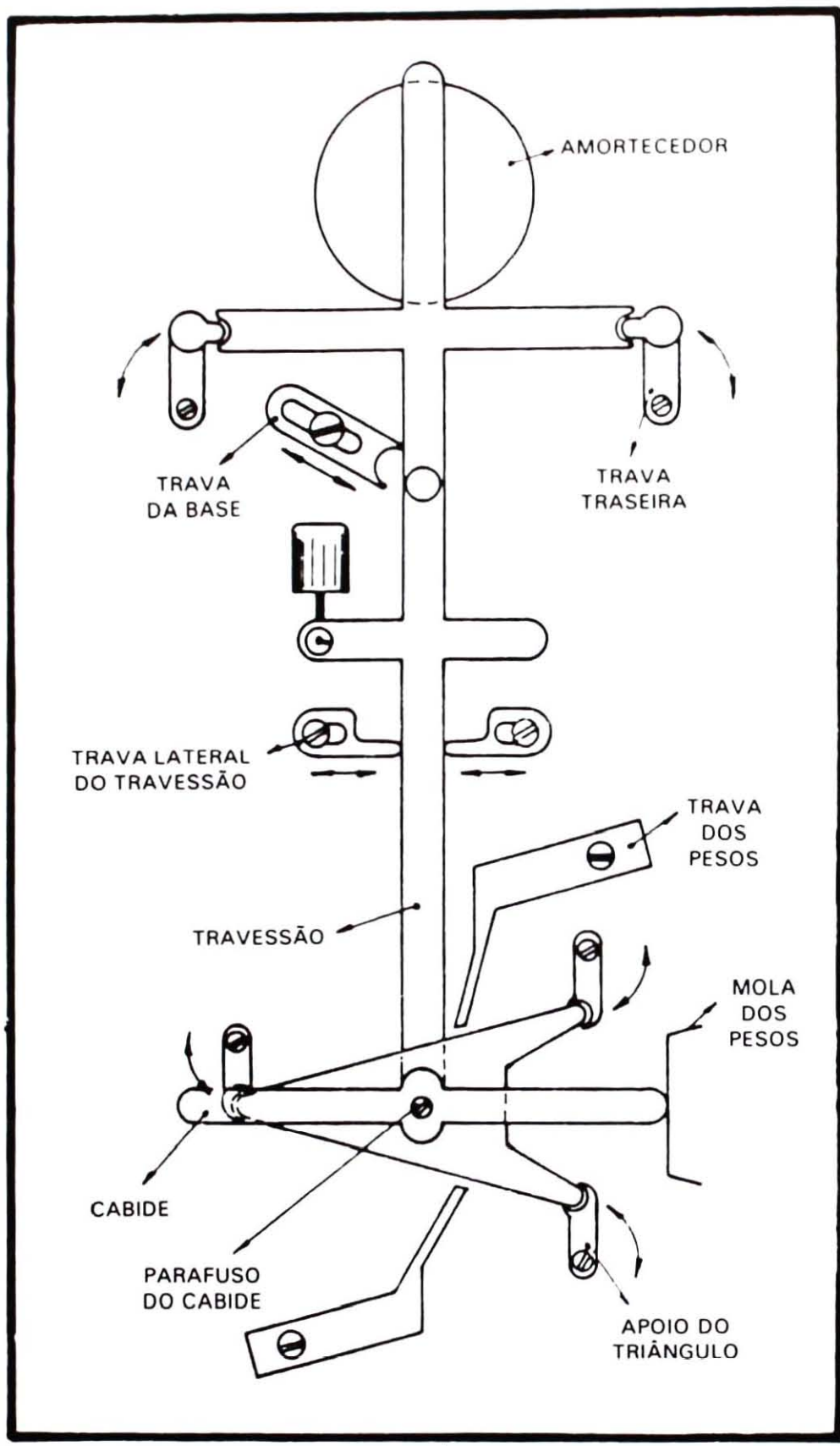
11º - colocar o prato e o amortecedor do mesmo.

Pontos importantes a serem observados:

a) os parafusos amarelos ou com arruelas amarelas são pontos de **trava**;

b) a seqüência de travamento deve ser seguida do item 11 para o item 1, com exceção do item 9, onde deve-se colocar os contadores em carga máxima, isto é, 159 g.

Os detalhes dos pontos de trava da balança podem ser vistos na Fig. 171.



FRENTE DA BALANÇA

Fig. 171. Partes componentes

O ajuste da tensão de alimentação é um passo de extrema importância, sendo que muitos equipamentos são completamente danificados pela não-observação dos valores corretos da tensão de alimentação.

A grande maioria das balanças mecânicas possui um sistema de alimentação similar ao descrito na Fig. 172, e como se pode ver nesta Figura, o fio azul é conectado na tensão ideal de trabalho.

Sistema ótico

O sistema de iluminação ou projeção é composto por um conjunto que aloja e posiciona uma lâmpada, que deverá fornecer luz suficiente para projetar a escala que é apresentada ao usuário. Este sistema também possui uma fonte de alimentação para a lâmpada de projeção, demonstrada na Fig. 172. As Figs. 173 e 174 mostram o caminho percorrido pela luz dentro da balança, isto é, da lâmpada até o momento em que coloca o valor de pesagem disponível ao usuário.

Para que o sistema de projeção realize satisfatoriamente sua função, os espelhos internos, os condensadores e as objetivas, devem estar bem alinhados e limpos, a fim de que seja obtida uma melhor luminosidade e nitidez da escala de pesagem.

A seqüência descrita a seguir auxilia no alinhamento ótico e conseqüentemente na obtenção de uma boa qualidade de luz.

1º - Certificar-se de que o filamento da lâmpada esteja paralelo com a balança.

2º - Verificar se a luz atinge o espelho de canto (7) corretamente.

3º - Observar se a luz ilumina corretamente o 2º condensador (8), caso contrário, corrija o espelho de canto (7). Observe na Fig. 175, o comportamento do campo luminoso incidente no 2º condensador, ao se variar o controle de brilho (4).

4º - Ajustar o botão de foco, conforme Fig. 173 (11), até que uma leitura nítida seja obtida no visor.

5º - Se a escala estiver deslocada, como indica a Fig. 176, o ajuste pode ser feito por intermédio de:

a) um botão de ajuste, localizado na parte traseira da balança, ou

b) do espelho de canto (Fig. 173 - 12), em balanças antigas.

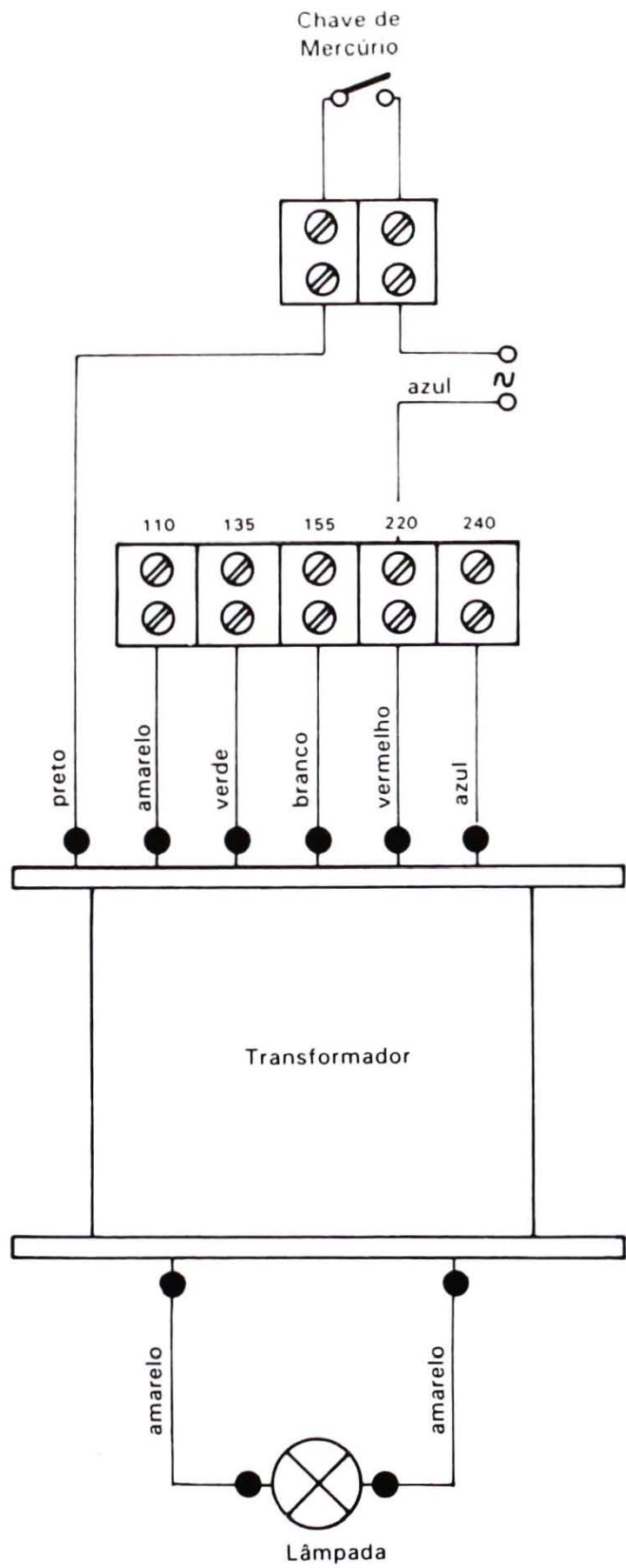


Fig. 172. Ajuste da tensão ideal de trabalho

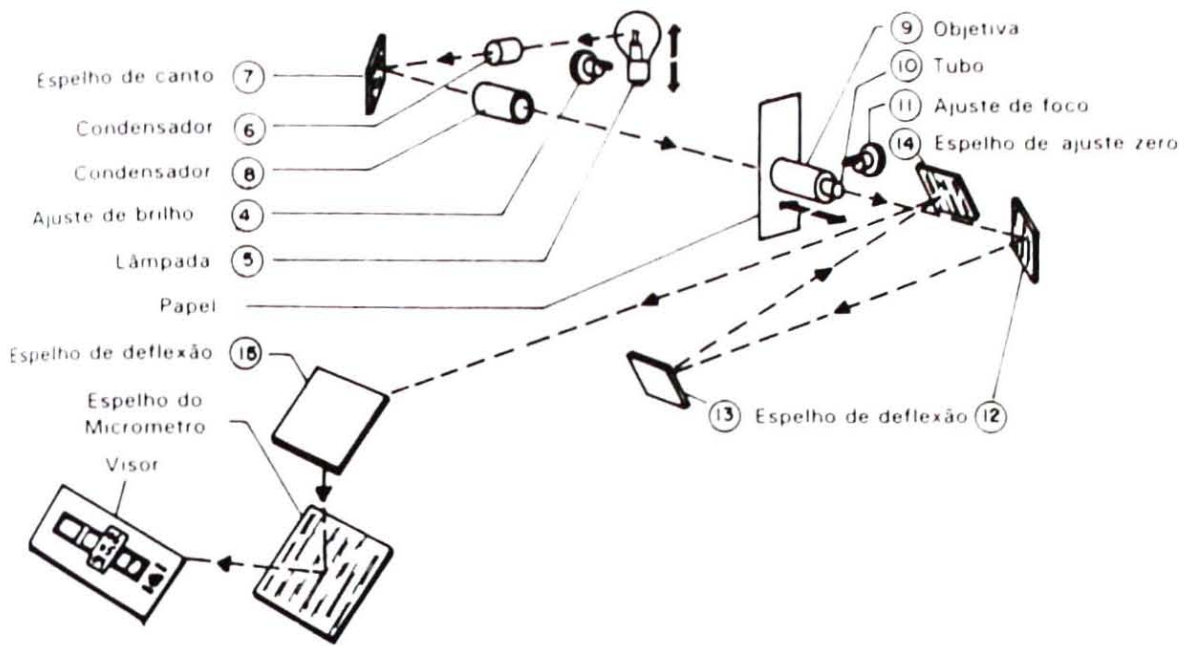


Fig. 173. Caminho da luz dentro da balança de leitura superior

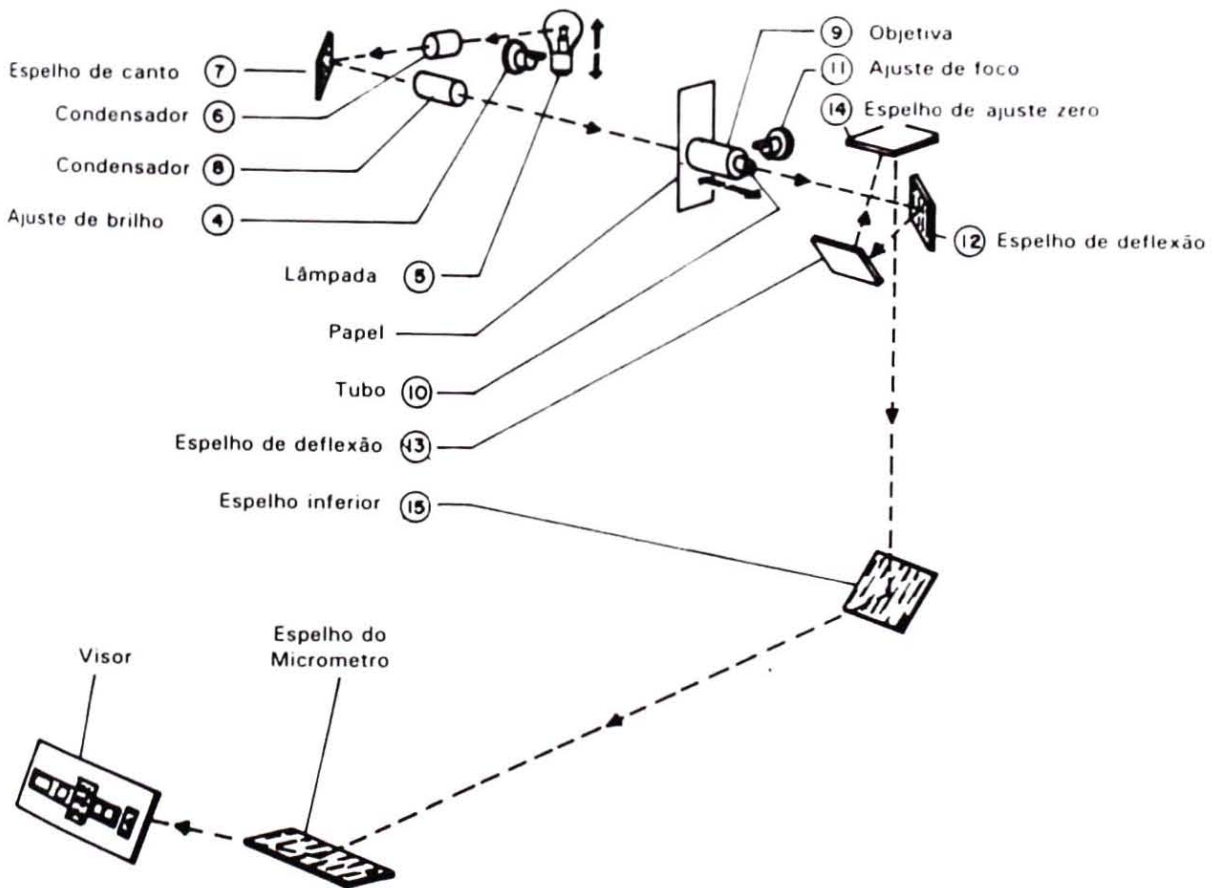


Fig. 174. Caminho da luz dentro da balança de leitura inferior

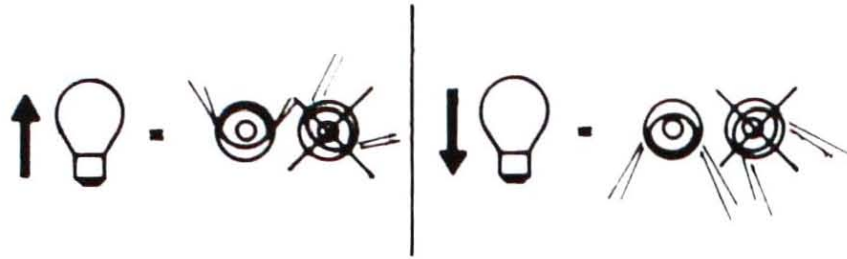


Fig. 175. Campo de luz incidente



Fig. 176. Escala deslocada

6º - Certificar-se de que os traços da escala estejam paralelos. Caso contrário, o ajuste deve ser feito no espelho inferior (Fig. 173 - 15).

Ajuste de zero

Para o correto ajuste de zero devem-se seguir os passos:

1º - Nivelar a balança.

2º - Colocar o botão de tara ótica na posição mínima e o botão de ajuste de zero, com o ponto vermelho para cima, conforme ilustra a Fig. 177.

Obs.: Para modelos de balanças diferentes da ilustrada na Fig. 177, as condições são semelhantes às citadas acima, isto é, o botão de tara na posição mínima e o ajuste de zero em seu ponto médio.

3º - Ligar a balança sem peso no prato.

4º - Verificar se o visor indica zero em sua escala. Caso isso não ocorra, a balança deve ser desligada e o contrapeso horizontal do travessão deve ser ajustado.

5º - Repetir os itens 2 e 3, até que se obtenha a indicação de zero na escala.

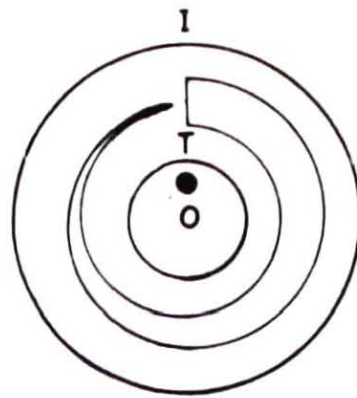


Fig. 177. Botão de tara ótica

Ajuste da sensibilidade

Para o ajuste da sensibilidade devem-se seguir os passos:

1º - Colocar no prato um peso equivalente ao tamanho da escala, ou seja, um peso igual ao menor deslocamento do comutador de pesos.

2º - Ajustar o comutador de pesos para que este indique peso igual ao colocado no prato.

3º - Corrigir a escala, de modo que esta indique zero.

4º - Voltar o comutador de pesos para a indicação zero.

5º - A escala deve indicar exatamente **+ 1,00**. Caso isto não ocorra, a balança deve ser desligada e o contrapeso vertical deve ser ajustado.

6º - Repetir os itens 2, 3, 4 e 5, até que o visor indique **0** para **1** no comutador, e **+ 1,00** para **0**, no comutador de pesos.

Sistema ar

O sistema ar foi incorporado em alguns tipos de balanças analíticas, com o propósito de diminuir o impacto entre cutelos e coxins, ocasionados durante a operação de acionamento da pesagem.

Este sistema, como pode ser visto na Fig. 178, é constituído por um amortecedor a ar, que torna a operação de acionamento independente do operador.

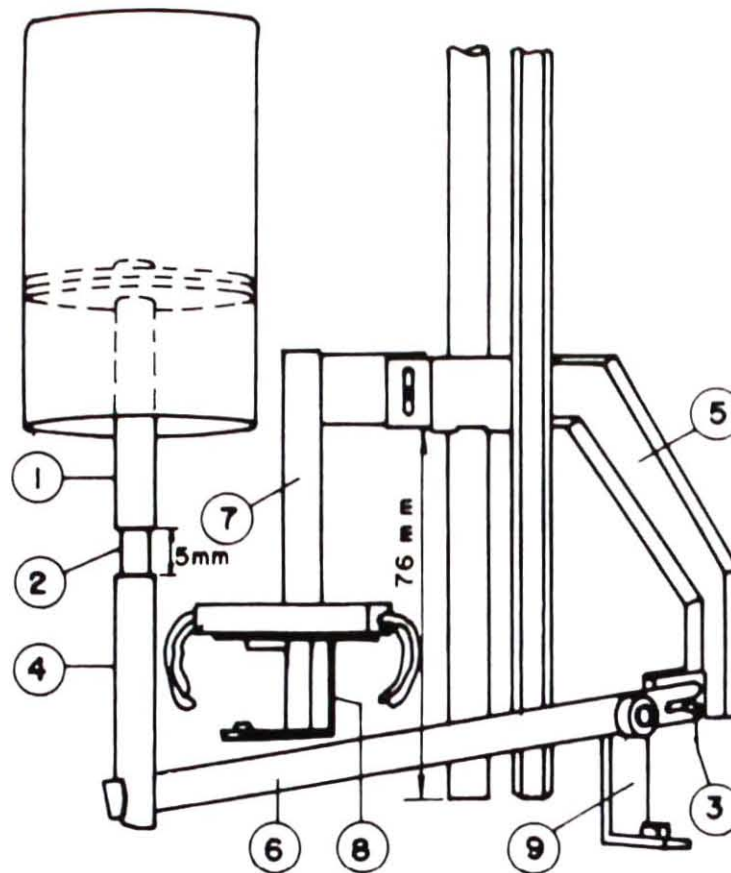


Fig. 178. Sistema ar

No sistema da Fig. 178, tem-se:

- 1 - Pistão
- 2 - Folga de ajuste do pistão
- 3 - Pino de ajuste
- 4 - Eixo do pistão
- 5 - Haste de acionamento
- 6 - Haste do pistão
- 7 - Haste do ímã
- 8 - Interruptor de mercúrio
- 9 - Base

Regulagem do tempo de destrava

Para a regulagem do tempo de destrava, têm-se os passos:

- a) Variando-se o pino (3) dentro do rasgo da haste (ó), obtém-se uma variação grosseira do tempo de destrava (← aumenta, → diminui).

b) A folga de ajuste (2) também faz variar o tempo de destrava (ajuste fino).

Obs.: O tempo de destrava deve ser de aproximadamente 3 segundos.

Ajuste do tamanho de leitura ótica

O visor frontal possui a indicação de pesagem na escala principal; no entanto, em alguns modelos, existe uma escala auxiliar que indica a porcentagem de utilização da escala. Este ajuste é importante para que não haja distorção na medida.

1º - Coloque no prato um peso equivalente ao tamanho da escala, ou seja, um peso igual ao menor deslocamento do comutador de pesos.

2º - Coloque 1 no comutador de pesos e ajuste o zero da escala. Volte o comutador para 0. Verifique a posição da escala auxiliar. Se esta não indicar 100%, proceda como descrito no item a seguir.

3º - Solte o parafuso (1) que fixa a parte interna da objetiva, como ilustra a Fig. 179, e desloque-a para dentro ou para fora. Repita o item 2 e 3, até que a escala auxiliar esteja calibrada.

4º - Ajuste novamente a sensibilidade.

5º - Recoloque as tampas laterais e superior.

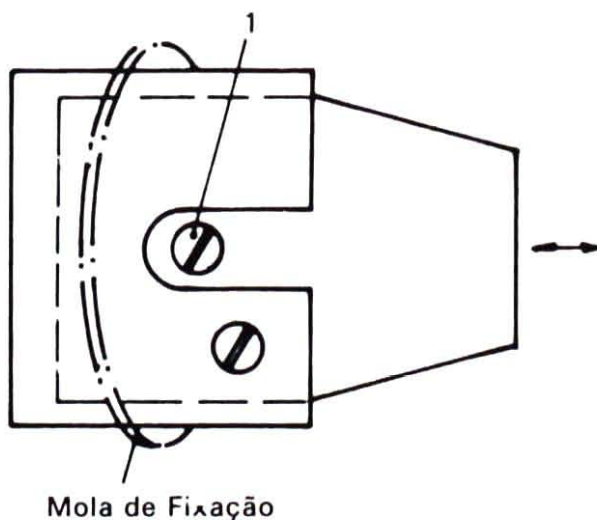


Fig. 179. Objetiva

Estufas

As estufas são equipamentos que trabalham a altas temperaturas, isto é, acima da temperatura ambiente. Para que esta permaneça à temperatura constante no decorrer do período de utilização, tem-se a necessidade de se indicar um valor desejado para esta temperatura, que é denominado de *set-point*.

A sua construção é feita de maneira a proporcionar uma baixa troca de calor do seu interior para o ambiente externo, através do revestimento de suas paredes com lã de vidro.

O controle da temperatura é feito com o uso de um termostato, que resume-se no conceito de chave liga e desliga através de contatos elétricos ligados a capas bimetálicas, conforme ilustra a Fig. 180.

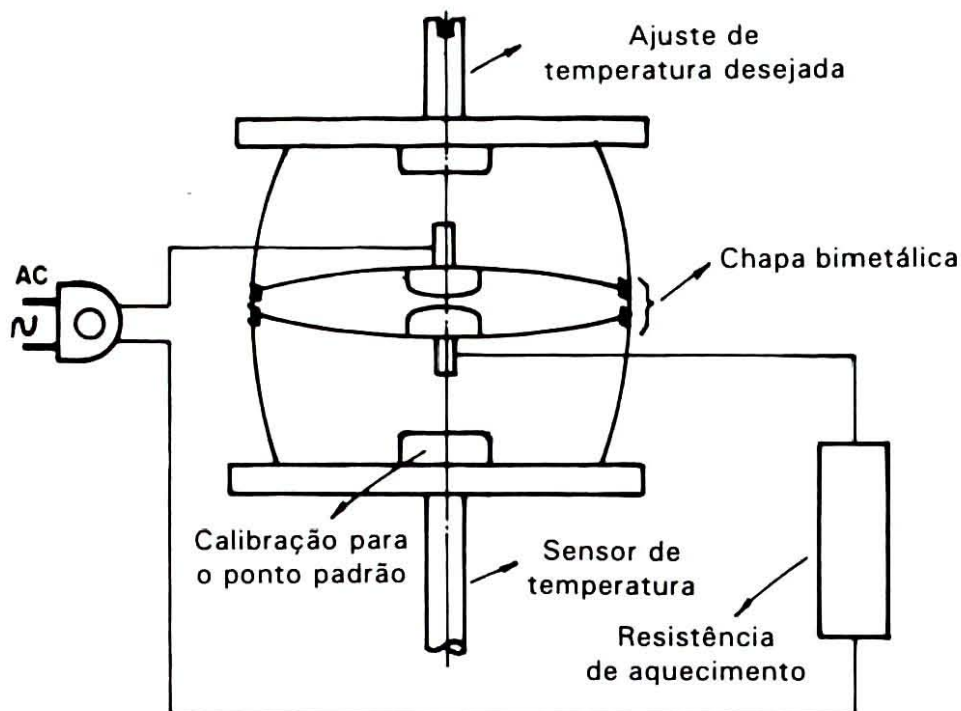


Fig. 180. Diagrama esquemático do controle de temperatura para estufa do tipo termostato, utilizando sensor bimetálico.

O princípio de funcionamento deste dispositivo baseia-se na dilatação ou compressão de uma haste metálica, formada por dois metais de constante dilatação diferentes. A taxa de dilatação e ou compressão dos materiais dependem do coeficiente de dilatação α de cada um. Através da dilatação diferenciada que sofrem os metais, em função da variação da temperatura, as chapas irão trabalhar de maneira a abrir ou fechar o contato elétrico, fazendo com que ora alimente a resistência de aquecimento e ora não.

Este sistema requer um período de tempo muito longo para se estabilizar próximo à temperatura que foi programado em seu *set-point*. Isto ocorre devido à inércia térmica da estufa e devido à resposta do termostato ser muito lenta. A Fig. 181 ilustra o processo de estabilização da temperatura de uma estufa em função do tempo.

Controles eletrônicos de temperatura são mais precisos, mas ao mesmo tempo necessitam alguns níveis de ajustes para que se possa chegar a um valor ótimo de estabilização. O princípio de controle, baseia-se em algoritmos matemáticos conhecidos como P.I.D. (Proporcional-integral-diferencial). O circuito eletrônico é construído de maneira que corresponda a este sistema de cálculos, para que o valor lido pelo sensor possa ser mais estável do que o mostrado na Fig. 181 e equiparar-se com o valor desejado em um curto período de tempo, como mostrado na Fig. 182.

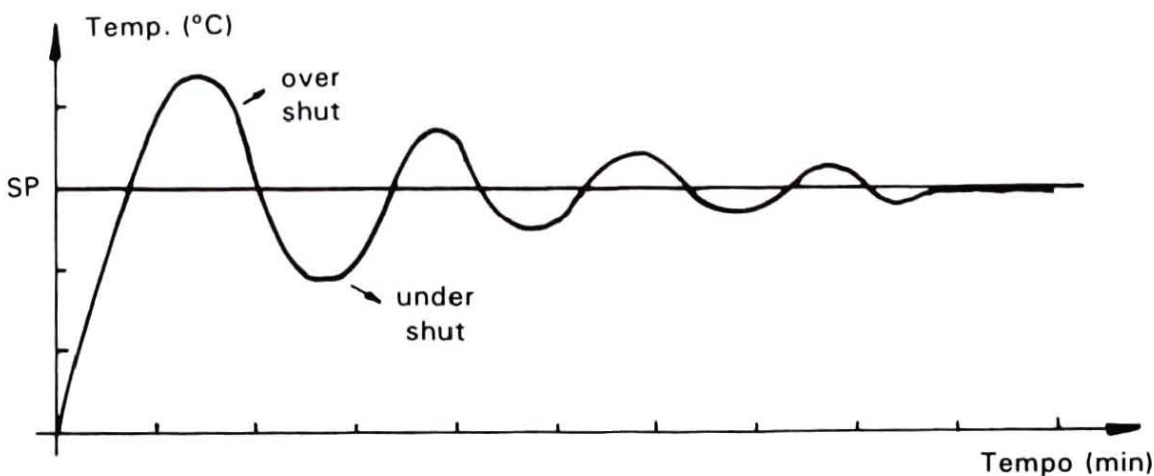


Fig. 181. Processo de estabilização da temperatura de uma estufa que utiliza controlador tipo termostato, em torno de seu set-point (SP).

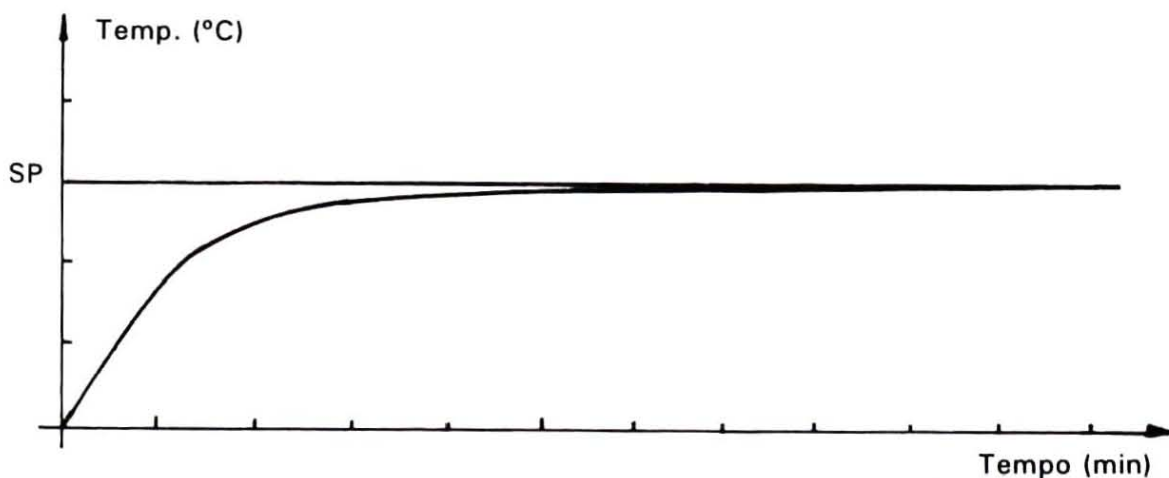


Fig. 182. Resposta da temperatura em estufas utilizando controle tipo P.I.D., em função do seu set-point.