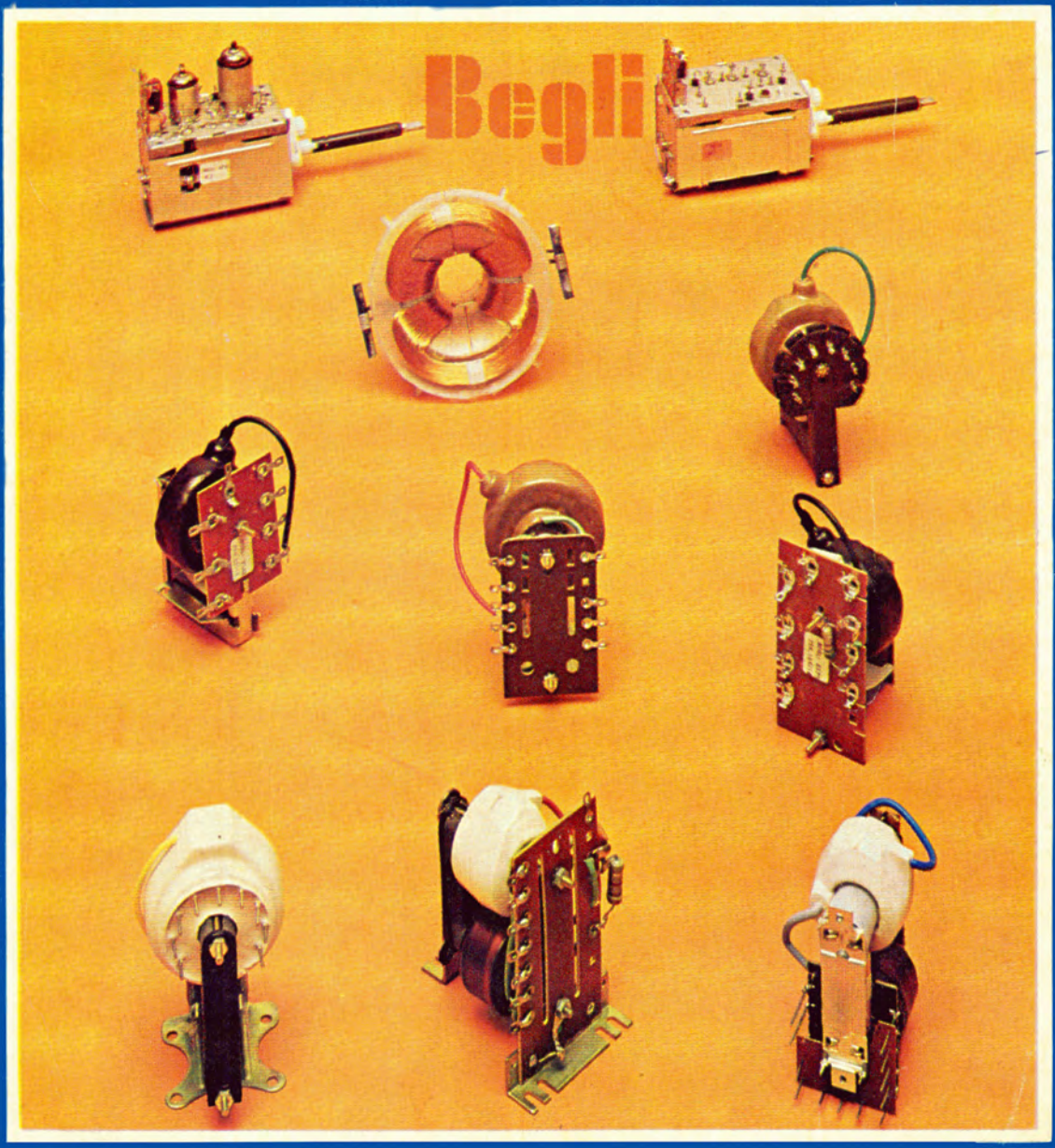
REVISTA MONITOR DE

RÁDIO e TELEVISÃO

ABRIL 1978 N.º 360 Cr$ 20,00



A observação e o estudo de estrelas e planetas pode tornar-se mais aprazível utilizando-se a fotografia e a eletrônica para proporcionar novas dimensões à astronomia amadorística.



ASTRONOMIA

Um engenheiro que trabalhe em televisão possui um condicionamento natural com relação ao altissonante conceito da "extensão da visão humana". Inúmeros anos de interesse em fotografia, combinado com a familiaridade com equipamentos de televisão, levaram o autor e se interessar pela astro-fotografia como um derivativo de seu trabalho em eletrônica.

Quais são as características da astro-fotografia que a tornam diferente dos instantâneos das tardes de domingo ou dos "slides" de sua última viagem de férias? Geralmente, os objetos na astro-fotografia são muito obscuros e/ou aparentemente muito pequenos. O tamanho aparentemente pequeno é, evidentemente, mais u'a manifestação das grandes distâncias envolvidas. O autor, para conseguir essas difíceis imagens, utilizou três técnicas básicas: televisão, intensificação de imagem e fotografia convencional. Cada uma dessas técnicas parece possuir um lugar definido para auxiliar o autor a registrar as diferentes classes de objetos astrais.

Fotografia convencional

Algumas das mais notáveis astro-fotografias são aquelas de objetos astrais de tamanho tal que possam ser discernidos a olho nu ou com o auxílio de binóculos comuns. A obtenção de tais fotografias envolve o uso de óptica fotográfica convencional e longos tempos de exposição a fim de se obter o registro de objetos muito obscuros. Uma das classes de tais objetos é representada pelas nebulosas galácticas difusas. Elas muitas vezes possuem vários graus de extensão, mas raramente são vistas das áreas densamente povoadas. Mesmo nas imediações de cidades de porte médio é raro ter-se uma noite bastante escura. Entretanto, é necessária uma escuridão extrema para que se possa obter boas fotografias dessas nebulosas.

Afortunadamente, existe uma vasta classe dessas nebulosas que emite somente luz vermelha, uma vez que são constituídas de gás incandescente de hidrogênio que emite apenas certos comprimentos de onda caraçterísticos. É possível aumentar-se substancialmente o contraste desses objetos utilizando-se um filtro vermelho profundo sobre a objetiva da câmara. Como as nebulosas são muito obscuras, o filme deve ser exposto durante um período da ordem de dez minutos a uma hora a fim de que se obtenha uma boa imagem.

A escolha do filme para tais fotografias é de primordial importância. Os filmes fotográficos

convencionais possuem uma deficiência significativa que impede seu emprego satisfatoriamente em inúmeras astro-fotografias. A essa deficiência se dá o nome de falha de reciprocidade; de maneira simplificada, pode-se dizer que ela se deve ao fato de que o produto do tempo de exposição pela intensidade não é constante para todas as intensidades de luz. O resultado é que tais filmes, como o TRI-X, por exemplo, não podem registrar objetos tão obscuros que requeiram mais que cinco minutos de exposição. Foram desenvolvidos filmes especiais que contornam esse problema, mas à custa de maior granulação na imagem e uma fixação mais pobre. Esses filmes também têm maior sensibilidade ao vermelho e mais contraste que os filmes comuns. Essas duas características auxiliam no registro dos objetos obscuros.

A fig. 1 mostra um desses objetos, fotografado em setembro de 1976, quando se encontrava exatamente acima da Constelação de Cygnus. É a chamada nebulosa "Norte-americana" e sua companheira, a "Pelicano". Esta fotografia foi feita com uma exposição de 20 minutos à luz vermelha, em filme de 35 mm, empregando-se uma objetiva com distância focal de 300 mm e com uma abertura de diafragma f $=$ 2,5. Esta é uma objetiva bastante notável, e foi aproveitada de uma câmara de reconhecimento militar em desuso. Entretanto, objetivas de 135 mm ou 200 mm, em conjunto com câmaras de 35 mm, podem produzir bons resultados.

Para se obter fotografias nítidas com exposições assim tão longas, é necessário cancelar-se o aparente movimento dos objetos no céu em virtude da rotação da Terra. Isto pode ser conseguido montando-se a câmara numa plataforma que gire ao redor de um eixo paralelo ao eixo da Terra a uma velocidade de uma rotação em 24 horas. A fotografia do cabeçalho mostra o equipamento utilizado pelo autor para fotografar a nebulosa. Uma vez que é impossível conseguir-se suficiente precisão mecânica no rastreio e na eliminação de erros devidos à refração atmosférica e à imperfeição no alinhamento do eixo da câmara, faz-se necessário monitorar a exposição através de um telescópio auxiliar. Esse telescópio deve possuir grande aumento, mas a qualidade não é muito importante, uma vez que ele é utilizado apenas para servir de mira sobre uma estrela "guia" a fim de mantê-la perfeitamente centrada na retícula de sua ocular.

ELETRÔNICA*

R. E. FLORY **

* Publicação autorizada pela RCA Engineer

**Communications Research Laboratory
RCA Laboratories — Princeton, N. J. (USA).



Figura 1

Nebulosa «Norte-americana», fotografada com filme Kodak 130aE de baixa falha de reciprocidade, empregando filtro Wratten 25, objetiva de 300 mm f/2,5 e um tempo de exposição de 20 minutos. A fotografia abrange aproximadamente 4 graus de largura.

Fazendo uso dos recentes progressos tecnológicos, o autor empregou um LED para iluminar a retícula. A estrela escolhida para servir de guia é muitas vezes bastante obscura, de maneira que é realmente uma vantagem observacional ter-se a retícula em vermelho e a estrela em branco. Os movimentos de correção são feitos alterando-se a velocidade com que o relógio faz girar o eixo da plataforma. Isto é geralmente conseguido por meio de um oscilador de freqüência variável excitando um motor síncrono.

Intensificação de imagem

Inúmeros objetos celestes são algo mais claros que uma nebulosa difusa, mas são muito menores. Entre eles incluem-se os aglomerados globulares e as nebulosas planetárias. Os primeiros são aglomerados de estrelas tão próximas umas das outras, e tão distantes de nós, que parecem estar contidas numa bola. As nebulosas planetárias têm muitas vezes a forma de um disco, ou de um anel, e aparecem no telescópio de maneira similar aos planetas de nosso sistema solar. Todos esses objetos estão a milhares de anos-luz de distância da Terra. Um ano-luz é definido como sendo a distância que a luz se desloca em um ano, e é da ordem de $9{,}65 \times 10^{12}$ quilômetros. A uma distância tão grande, os objetos tornam-se muito pequenos.

Um exemplo bastante conhecido de aglomerado globular é o da Constelação de Hércules. A maioria das estrelas desse aglomerado encontra-se em uma esfera que possui um diâmetro angular de 10 minutos de arco. Tal objeto é suficientemente pequeno para requerer um telescópio verdadeiro que proporcione a devida resolução. O autor utilizou um telescópio de espelho, sistema Cassegrain, com 2 000 mm de distância focal e 200 mm de abertura, fabricado pela Celestron, Inc. (USA). Embora o objeto

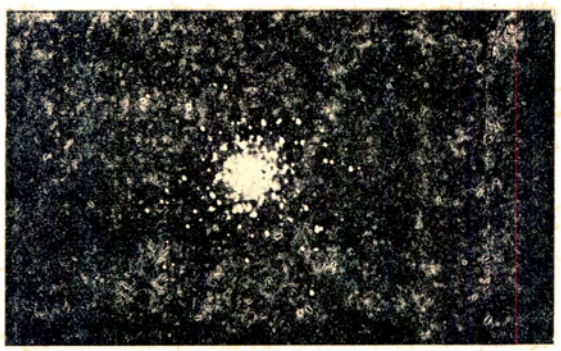


Figura 2

Aglomerado globular na Constelação de Hércules. Foto obtida com uma exposição de 1 segundo em filme Kodak TRI-X, empregando-se um intensificador de imagem. O telescópio é um Celestron, com distância focal de 2 000 mm e luminosidade f/10. A maioria das estrelas encontra-se dentro de uma esfera com um diâmetro de 1 minuto de arco.

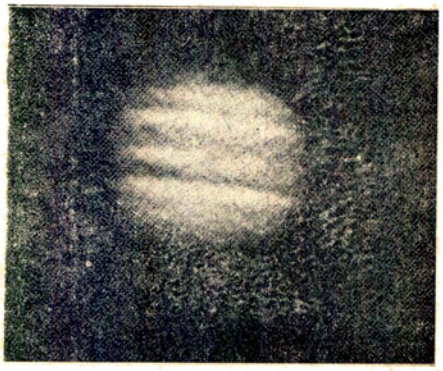


Figura 3

Planeta Júpiter fotografado diretamente de um monitor de TV, com 1/30 s de exposição em filme Kodak TRI-X. A câmara de TV empregada possuía um vidicon de silício de 2/3 pol. O telescópio é um Celestron de 4 000 mm de distância focal e luminosidade f/20. O planeta possui um diâmetro de aproximadamente 45 segundos de arco.

seja um aglomerado de estrelas, a grande distância e a luminosidade (f = 10) do telescópio combinadas tornam-no um objeto obscuro. O fabricante do telescópio do autor publicou uma fotografia deste objeto com uma exposição de 10 minutos sobre um filme super-rápido, de baixa falha de reciprocidade. O autor utilizou um intensificador de imagem RCA, de 3 estágios, e um sistema relé 1:1f/2 para transferir a saída do intensificador para um filme para amadores TRI-X, de 35 mm. Com esse equipamento, o autor obteve o mesmo resultado com uma exposição de apenas 2 segundos.

Tais exposições, assim curtas, apresentam uma grande vantagem com pequenos objetos, uma vez que é extremamente difícil fazerem-se as precisas correções de posição necessárias para longas exposições com grandes distâncias focais. A fig. 2 mostra o aglomerado de Hércules fotografado com um intensificador de imagem. É de "fundir a cuca" se atentarmos para o fato de que a luz, depois de viajar durante 22 000 anos ($2{,}12 \times 10^{17}$ quilômetros), foi admitida somente durante alguns segundos no telescópio a fim de possibilitar a obtenção da fotografia.

Televisão

Para pequenos objetos com brilho razoável, a televisão tem se mostrado um auxiliar eficiente, tanto para observação como para registro. Nas grandes ampliações necessárias para a observação dos planetas e da Lua, a vibração do telescópio torna-se um problema sério, tanto no caso

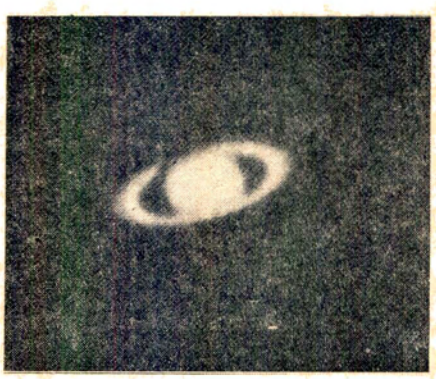


Figura 4

Planeta Saturno fotografado de um monitor de TV, com o mesmo equipamento e condições da fig. 3. O planeta possui um diâmetro de 20 segundos de arco.

da simples observação como do registro. De fato, a simples operação do obturador da câmara é muitas vezes suficiente para causar vibrações que podem ocorrer durante uma apreciável parte da exposição, de vários segundos, necessária para se fotografar os planetas com algum detalhe.

Objetos bastante pequenos, com alguns segundos de arco, são difíceis de ser observados devido à turbulência do ar — os observadores muitas vezes ficam a postos durante horas até conseguir uma curta observação lúcida, quando o ar se torna calmo durante alguns segundos. A televisão tem sido um útil auxiliar na observação

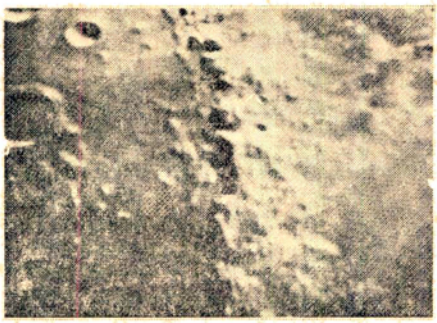


Figura 5

Curta cadeia de montanhas na Lua, fotografada com o equipamento e condições descritas na fig. 6. A parte fotografada possui uma largura de 5 minutos de arco.



Figura 6

Fotografia da Lua feita a partir de um video-tape; observam-se três grandes crateras próximas ao centro da superfície lunar. A maior das três (Ptolomeu) possui um diâmetro de 185 km. A fotografia foi feita em 1/30 s com filme TRI-X. O equipamento utilizado incluía uma câmara com vidicon de silício de 2/3 pol. e um telescópio de 4 000 mm de distância focal, com luminosidade f/20. A parte fotografada possui uma largura de cerca de 5 minutos de arco.



Figura 7

«Parede» reta na superfície lunar, com cerca de 96 km de extensão e 244 m de altura. Ela provavelmente se originou de um colapso no solo de uma cratera muito velha. Foi fotografada com o mesmo equipamento e condições da fig. 6. A área fotografada possui uma largura de 5 minutos de arco.

planetária devido à sua habilidade de operar o telescópio "sem pôr as mãos". Quando utilizada em conjunto com um gravador de video-tape, torna possível acumular as observações de um anoitecer, e então, no conforto de u'a macia poltrona, reproduzir a fita e observar as claras imagens dos planetas focalizados.

A superfície dos planetas tende a apresentar pouco contraste e a queda de resolução de um telescópio é uma função gradual. É possível aplicar-se simples processamentos de vídeo, tais como o realce de contraste ou aguçamento de vídeo, para melhorar as imagens. As figs. 3 e 4 mostram imagens planetárias fotografadas diretamente da tela de um monitor de TV de 22,8 cm (9 pol.). Ambos têm os contrastes acentuados consideravelmente pelo simples expediente de se ajustar o controle de contraste acima do ponto de operação linear. As linhas de exploração são orientadas verticalmente nessas imagens para permitir um aguçamento de vídeo simples, de forma a ressaltar os maiores detalhes na horizontal de ambos os planetas.

O telescópio foi operado com f/20 (com distância focal de 4 000 mm) utilizando-se um adaptador "tel-extender" para câmara de 35 mm. O vidicon é um tubo de silício de 2/3 pol. montado em uma câmara de construção doméstica. A câmara foi construída em duas partes a fim de se impor o mínimo peso possível ao telescópio. Foi conseguido um posterior ganho de sensibilidade comutando-se a corrente do feixe da câmara em somente cada sexto do campo de TV, permitindo a integração da luz durante o restante do tempo. A exploração vertical foi dividida por um fator de dois para proporcionar mais linhas de exploração em um dado tamanho de imagem no vidicon. A exploração do monitor foi reduzida de maneira similar, da forma a proporcionar a relação adequada de aspecto.

Na mesma escala de ampliação, a Lua é um objeto especialmente interessante. O autor tem encontrado platéias bastante atentas para suas imagens televisionadas da Lua e dos planetas brilhantes. Com a Lua, é interessante "viajar" pela sua superfície deixando-se que a rotação da Terra proporcione o deslocamento para a exploração. As figs. 5, 6 e 7 são as fotografias feitas de um monitor apresentando um video-tape feito da observação da Lua em quarto crescente. A câmara foi a mesma já mencionada com vidicon de silício, de 2/3 pol., mas com exploração normal de 60 campos.

O maior e mais recente projeto ambicioso do autor foi televisionar o eclipse, ou ocultação, de

uma estrela pelo planeta Marte. Em 17 de abril de 1976, Marte passou em frente a uma estrela, na Constelação de Gemini. Estamos acostumados a pensar que os planetas estão fixos no campo de estrelas em uma determinada noite. Estamos cientes, entretanto, de que eles se movem após um período de vários dias. Um objeto tão pequeno como 6 segundos de arco, que é como Marte se apresentava naquela época, não passa muitas vezes muito próximo a uma estrela, de maneira que não podemos ver seus movimentos minuto a minuto.

Naquela ocasião, entretanto, a estrela aproximou-se e passou por trás de Marte, tendo tudo isso ocorrido em meia hora. O autor planejou registrar em video-tape toda a seqüência e então fazer a compressão do movimento de maneira que o evento de 30 minutos se passasse em apenas 30 segundos. O pequeno diâmetro de Marte (6 segundos de arco) ditou uma distância focal de 10 000 mm e uma luminosidade f = 50. Para um número tão grande para f e um objeto tão obscuro, foi necessária uma câmara super-sensível. O autor dispunha de uma câmara RCA TC 1030 com alvo intensificador de silício, a qual foi empregada neste projeto de pesquisa. Ao invés de deixá-la inativa no entardecer de 7 de abril, o autor instalou-a em seu telescópio, obtendo o impressionante resultado mostrado na fig. 8. Nessa figura foram superpostos 6 negativos, obtidos do monitor durante a reprodução do video-tape. A configuração um tanto errática de ambos os objetos é devida à turbulência do ar. Marte não se apresenta como um objeto redondo nestas fotos, uma vez que se encontra na fase gibosa (não totalmente iluminado quando visto da Terra). A possibilidade de se observar esse evento é impressionante se considerarmos que os objetos são equivalentes a uma bola de basquete e de "baseball" vistas a cerca de 16 quilômetros de distância. O ganho sobre as exposições fotográficas é de cerca de 60:1, uma vez que 1 segundo seria uma razoável exposição fotográfica, em comparação às 60 imagens de TV por segundo.



Figura 8

Seqüência no tempo mostrando a ocultação de uma estrela pelo planeta Marte. Foram superpostas seis fotos do monitor, que reproduzia o video-tape, de forma a ilustrar a seqüência do eclipse. O intervalo entre as exposições foi de cerca de 2 minutos. O equipamento utilizado incluía uma câmara de TV com alvo intensificador de silício e um telescópio Celestron com distância focal de 10 000 mm e luminosidade f/50. As fotos foram feitas com filme TRI-X e tempo de exposição de 1/60 s.

Sumário

A astronomia é um passa-tempo que muito influi na formação do caráter do indivíduo. Ela nos ensina a paciência e a equanimidade em face do desapontamento. Alguns raros eventos ocorrem somente uma vez na vida. Outras observações somente se tornam possíveis quando o Sol, a Terra e a Lua cooperam. Todas as observações dependem diretamente das condições atmosféricas e do tempo disponível pelo observador. O autor chegou à conclusão de que o uso de imagem eletrônica ajuda a aumentar o limitado tempo, bem como a localização não ideal de seu posto de observação, a fim de que ele possa prosseguir com esse "hobby" altamente recompensador.

Bibliografia

"Red light sky photography" por Davis J., Tobin W. e Eaton J., publicado na revista "Astronomy", Volume 4, nº 8 (agosto de 1976).

Ω

TEMPORIZADOR DE LUZ INTERNA PARA AUTOMÓVEIS

Wagner Ideali *
Odécio Dandaro Júnior **

INTRODUÇAO

Este dispositivo tem por finalidade retardar o desligamento da luz interna de cortesia do automóvel após o fechamento de sua porta. Assim, à noite, o motorista encontrará maior facilidade para achar a chave de ignição, colocar o cinto de segurança, guardar os documentos no porta-luvas, etc.

Normalmente quando a porta é aberta a luz acende, desligando-se quando a porta for fechada. O aparelho aqui descrito elimina este inconveniente, mantendo a luz acesa durante 20 segundos após a porta ter sido fechada. Após 20 segundos, a luz irá diminuindo de intensidade até apagar-se completamente 5 segundos depois.

FUNCIONAMENTO

O diagrama esquemático do temporizador está mostrado na fig. 1. Notamos que o circuito temporizador é um gerador de corrente que fornece uma carga linear sobre o capacitor (fig. 2). A tensão sobre R1 é constante porque é retirada de D1 e D2; por conseguinte, a corrente que circula por R1 também é constante (fig. 3).

A chave S é o interruptor da porta do automóvel que ao ser aberta curto-circuitará o capacitor C1, para iniciar um novo período de temporização. O transistor Q2 deverá ser um Darlington PNP com o parâmetro IC = 10 A. Caso o leitor não dispuser de um transistor Darlington, poderá substitui-lo pela sugestão dada na fig. 4.

Basicamente o circuito é um monoestável (em Inglês "one-shot"). Este circuito poderia ser feito de outra maneira, ou seja, não ser seguidor de emissor; assim poder-se-ia eliminar o efeitò de a lâmpada ir-se apagando gradativamente. Como isso apenas encareceria o circuito sem necessidade, adotamos então esta forma para o projeto.

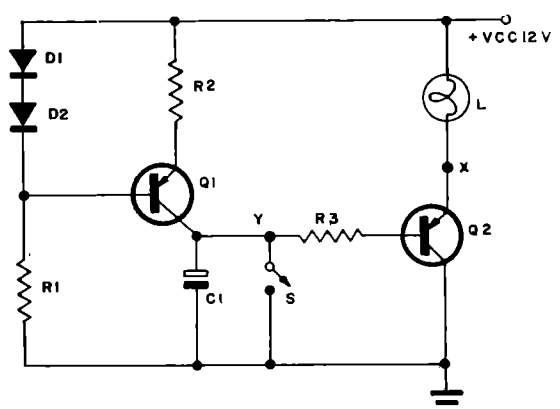


Figura 1

5 é o interruptor da porta do automóvel. L é a lâmpada de cortesia.

* **Técnico eletrônico**
** **Aluno de Eletrônica do Colégio Lavoisier**

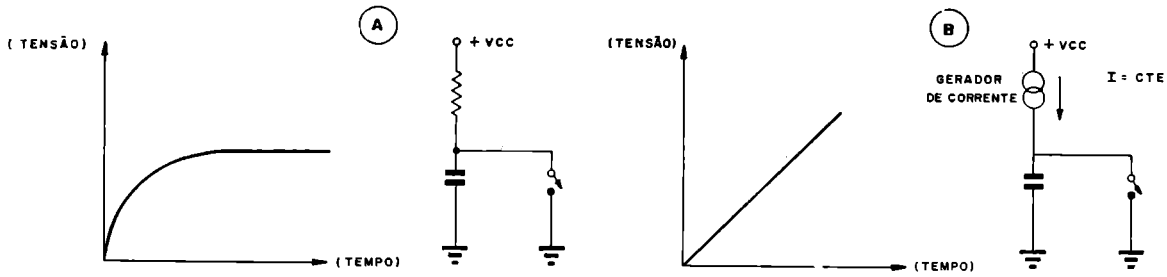


Figura 2

(A) Curva de carga com RC normal. (B) Curva RC com gerador de corrente.

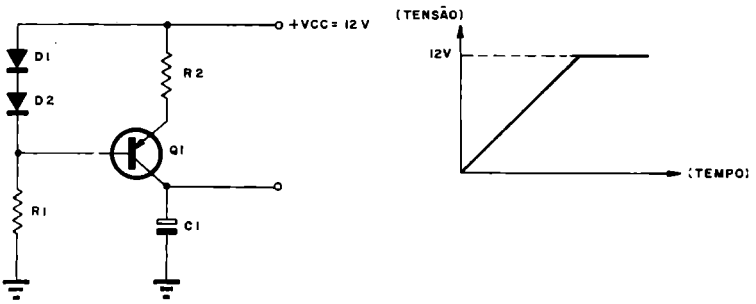


Figura 3

Gerador de corrente típico.

Outro motivo é o problema de o terra estar obrigatoriamente no interruptor (ligado ao chassi do carro) e não na lâmpada. Para que a lâmpada fique mais ou menos tempo acesa depois que a porta for fechada, deve-se aumentar ou diminuir o valor do capacitor C1.

MONTAGEM E INSTALAÇÃO

Em nosso protótipo optamos pela colocação das peças em circuito impresso, pelo fato deste possibilitar u'a montagem em espaço bastante reduzido.

O desenho do circuito impresso, em tamanho natural, está apresentado na fig. 5; na fig. 6 está mostrada a disposição dos componentes na placa.

As conexões entre a placa e o automóvel são quatro: a alimentação (+, —) e os pontos X, Y. A alimentação deve ser ligada à bateria. Para ligar os pontos X, Y deve-se interromper o fio que liga a lâmpada ao interruptor da porta do automóvel (fig. 7-A). Feito isto, ligar o fio que vem da lâmpada ao ponto X e o que vem do interruptor ao ponto Y (fig. 7-B).

Depois que o circuito estiver montado e testado é aconselhável que a placa seja protegida por uma pequena caixa plástica, para evitar possíveis curtos com o chassi do carro.

LISTA DE COMPONENTES

Q1 — BC557
Q2 — SE9400

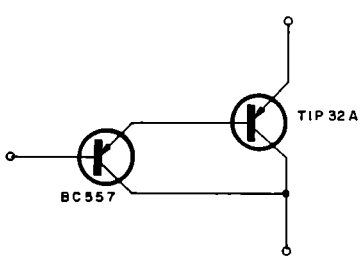


Figura 4

Circuito para a substituição do transistor Darlington.

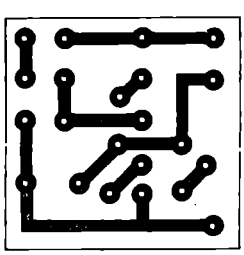


Figura 5

Placa de circuito impresso, em tamanho natural, vista do lado do cobre.

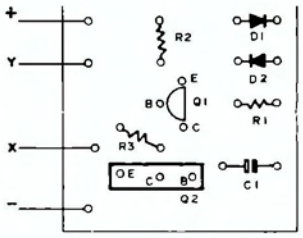
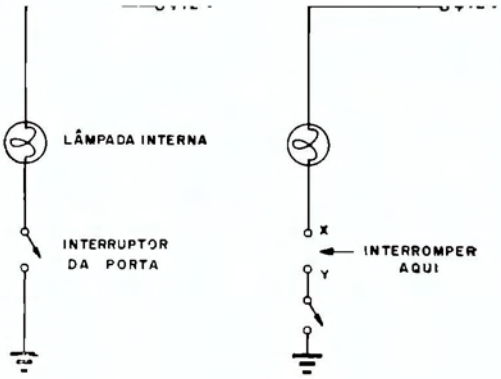


Figura 6

Disposição dos componentes no outro lado da placa.

Figura 7

Instalação do temporizador no automóvel.



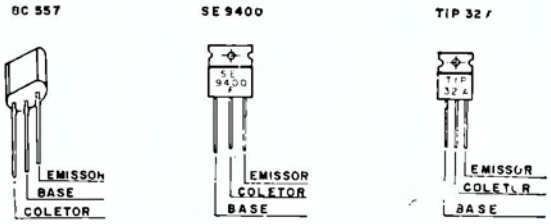


Figura 8

Identificação dos terminais dos transistores. É aconselhável a colocação de um pequeno dissipador no transistor SE9400 ou, se for o caso, no TIP 32A.

D1, D2 — 1N4001
R1 — 1 kΩ
R2 — 4,7 kΩ
R3 — 22 Ω
C1 — 2 000 μF/16 V

Para que o leitor possa encontrar maior facilidade na montagem, apresentamos na fig. 8 a identificação dos terminais dos transistores utilizados.

Terminando de instalar o temporizador, você já pode "curtir" o novo "acessório" do seu automóvel!

Ω

MONTE SEU FM MONO OU ESTÉREO

COM OS MÓDULOS UNITAC

COMPRE O MÓDULO QUE DESEJAR:

MONOBLOCO DE RF	Cr$	200,00
CANAL DE FI	Cr$	165,00
DECODIFICADOR	Cr$	207,00
FONTE DE ALIMENTAÇÃO	Cr$	220,00

Despesa de frete e correio — Cr$ 30,00 para uma ou mais unidades

PEDIDOS ACOMPANHADOS DE CHEQUE VISADO PAGÁVEL EM SÃO PAULO OU VALE POSTAL EM NOME DE

RADIOTÉCNICA AURORA LTDA.

01208 — Rua dos Timbiras, 263 — Caixa Postal 5009 — São Paulo — SP

Projeto de Conformadores de Onda Triangular para Senoidal

WALDYR YASSUO KAMAKURA *

GERADOR DE FUNÇÕES

Entende-se por gerador de funções um aparelho que produz as mais diversas formas de ondas individual ou simultaneamente, tais como: onda retangular, triangular, senoidal, pulsada, dente-de-serra, etc. O mais comum atualmente é o que produz ondas quadradas, triangulares e senoidais.

ESTRUTURA BASICA DE UM GERADOR DE FUNÇÕES

Os geradores de funções podem apresentar uma das estruturas básicas da fig. 1. Na estrutura da fig. 1-a temos um gerador de onda senoidal, geralmente do tipo "ponte de Wien" (fig. 2), impulsionando um quadrador que pode ser do tipo schmitt trigger ou amplificador operacional trabalhando em saturação (fig. 3), sendo que o schmitt trigger tem a vantagem de apresentar um tempo de subida e de descida bem curto, indispensável para utilização com circuitos integrados TTL.

A obtenção da onda triangular é feita por integração da onda quadrada, pois sabe-se da Matemática que a integral de uma função constante é uma função reta (fig. 4).

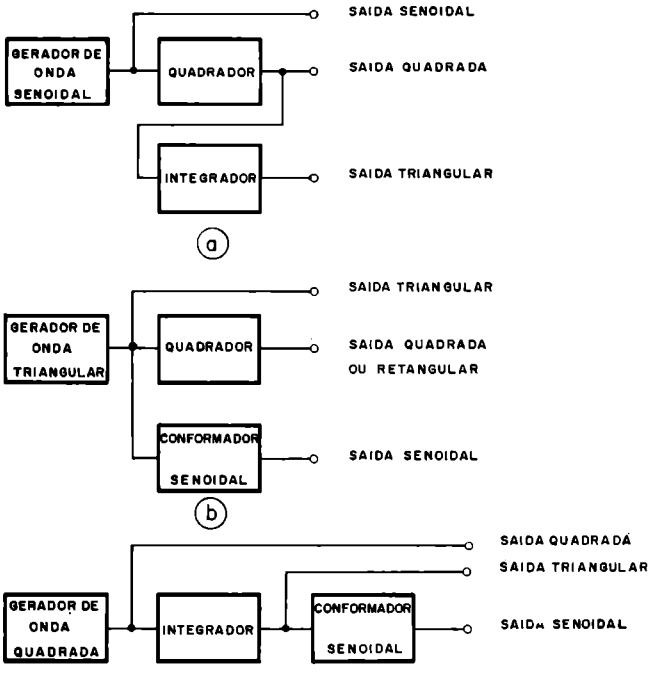


Figura 1

Estruturas básicas de geradores de função.

* Engº da EMBRATEL — Região Sul

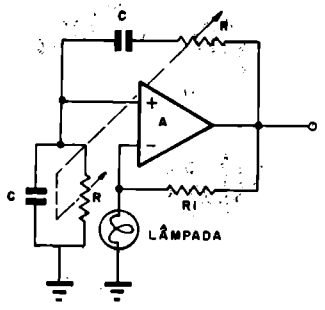


Figura 2

Oscilador em ponte de Wien.

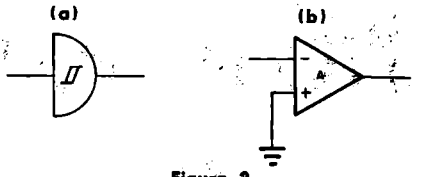


Figura 3

Quadradores. (a) Schmitt trigger. (b) Amplificadores operacionais de ganho elevado.

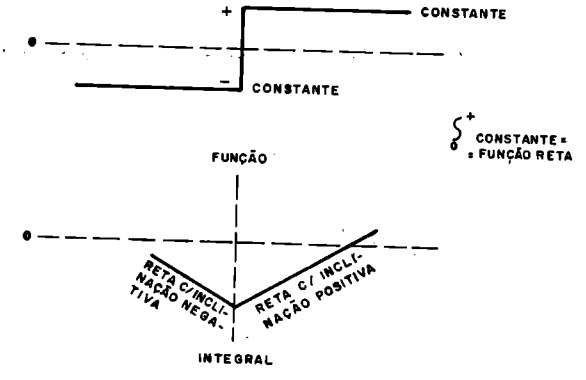


Figura 4

Integral.

Na fig. 5 apresentamos um circuito que é quase um integrador ideal.

Na estrutura da fig. 1-b temos um gerador de onda triangular que normalmente tem a configuração da fig. 6, onde o gerador de corrente ora fornece ora retira corrente constante do capacitor. Sabe-se da Eletrônica que

$$Vc = \frac{1}{C} \int I \cdot dt = \frac{I}{C} \cdot t$$

para I constante. Esta equação mostra que para I constante a tensão Vc varia linearmente. Para I positivo (entrando no capacitor) a tensão sobe e para I negativo (saindo do capacitor) a tensão desce. O quadrador também, neste caso, pode ser um schmitt trigger ou um amplificador operacional saturado.

Na estrutura da fig. 1-c temos um gerador de onda quadrada que pode ser um circuito astável impulsionando um integrador. Esta estrutura é pouco utilizada porque é difícil conseguir-se um gerador astável de freqüência ajustável que produza onda quadrada (onda retangular é fácil), e que seja simples.

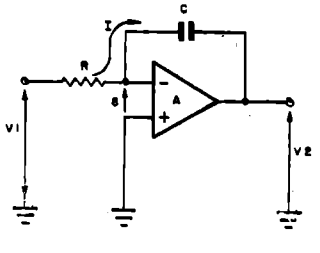
CONFORMADOR SENOIDAL

O conformador senoidal, de grande utilização atualmente, consiste em uma rede de resistores comutados por uma chave eletrônica. Essa chave eletrônica pode ser constituída por simples diodos ou transistores e integrado como nos circuitos da fig. 7.

O funcionamento do circuito da fig. 7-a ocorre da seguinte forma: no ponto X é aplicada a onda triangular; vamos supor que em um determinado instante t temos a onda triangular no seu ponto zero, tendendo para o ciclo positivo (fig. 8); no intervalo de t a t_2, quando tivermos no ponto X uma certa tensão diferente de zero, teremos no ponto A uma tensão menor dada por

$$V_A = \frac{Ry}{Rx + Ry} Vx,$$

ou seja, uma tensão dada pelo divisor de tensão formado por Rx e Ry; no instante t_2, quando



A = amplificador operacional

$V2 = A \cdot \varepsilon$

$\varepsilon = V1 - R \cdot I$

$I = (\varepsilon - V2)\, sC$ $\quad s$ = cte de Laplace

$s = jw$

$j = \sqrt{-1}$

$$\therefore V2 = -\frac{A}{1 + SRC\ (1 + A)} V1$$

para freqüências bem maiores que $S = \frac{1}{RC}$

$$V2 \cong \frac{1}{S} \times \frac{1}{RC} V1$$

$$\therefore V2 \cong k \int V1 \qquad k = -\frac{1}{RC} = \text{constante}$$

e $\frac{1}{S}$ = transformada de Laplace da $\int$

Figura 5

Integrador quase ideal.

a tensão no ponto A for um pouquinho maior que $V_1 + V_D$, o diodo D1 conduz e coloca o resistor R3 em paralelo com Ry. O valor de Rd é desprezível em relação a R3; com isso teremos um divisor de tensão formado por Rx mais Ry em paralelo com R3

$$(Ry//R3) \text{ e } V_A(t_2) = \frac{Ry//R3}{Rx + (Ry//R3)} Vx;$$

logo a tensão de saída sofrerá uma atenuação em relação à situação anterior e a forma de onda sofrerá um ligeiro achatamento; no instante t_3, quando a tensão no ponto A for maior que $V_2 + V_D$, o diodo D2 conduz e coloca R2 em paralelo com R3, que por sua vez já estava em paralelo com Ry; neste instante a forma de onda sofrerá um novo achatamento devido ao novo divisor de tensão e

$$V_A(t_3) = \frac{Ry//R3//R2}{Rx + Ry//R3//R2} Vx;$$

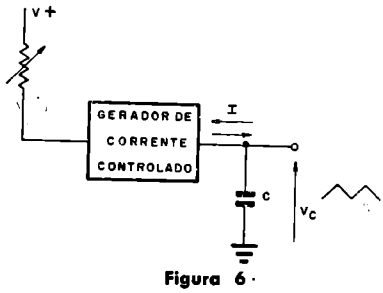


Figura 6

Gerador de onda triangular.

da mesma forma, no instante t_4 teremos D3 conduzindo e a tensão

$$V_A(t_4) = \frac{Ry//R3//R2//R1}{Rx + Ry//R3//R2//R1} Vx.$$

Resumindo, temos na fig. 9 o que aconteceria em cada situação sem os diodos, e na fig. 10 a situação com os diodos conduzindo em cada instante.

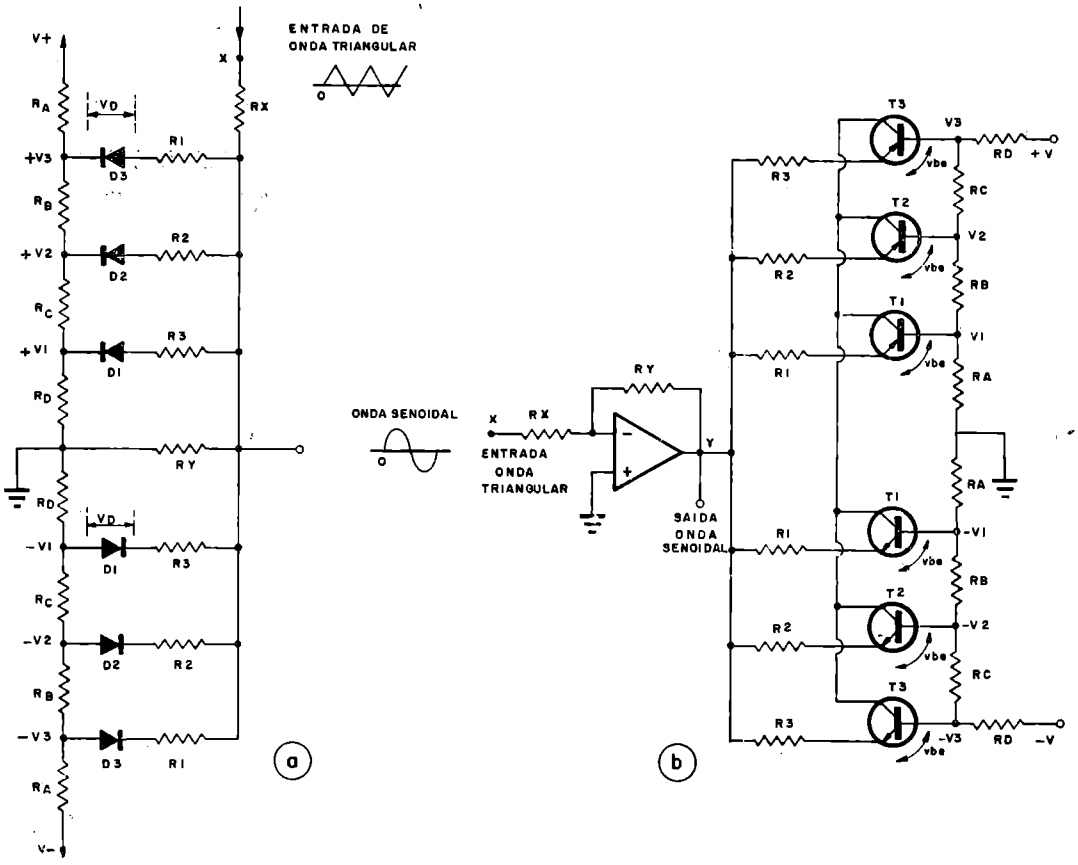


Figura 7

Chaves eletrônicas.

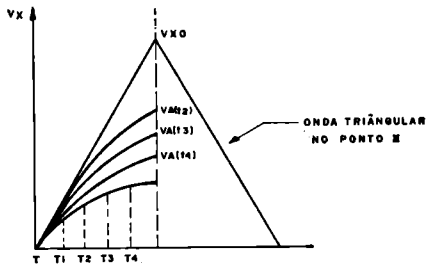


Figura 8

Onda triangular no ponto X da fig. 6.

Na descida do semi-ciclo acontece o inverso, com os diodos cortando e retirando os resistores em paralelo com Ry.

No semi-ciclo negativo acontece exatamente a mesma coisa, com os diodos D1', D2' e D3' ligados agora em sentido oposto e com os divisores de tensão negativa.

Notar que a onda triangular no ponto X deve ser exatamente simétrica, ou seja, não deve ter componente de corrente contínua, caso contrário a forma de onda ficará assimétrica (semi-ciclo positivo diferente do semi-ciclo negativo).

O funcionamento do circuito da fig. 7-b é um pouco diferente, apesar de apresentar praticamente o mesmo resultado. No circuito anterior só tínhamos elementos passivos (resistores e diodos), ao passo que no circuito da fig. 7-b temos agora elementos ativos (circuito integrado e transistores) e o seu funcionamento é o seguinte:

Na conexão de um amplificador operacional como o apresentado na fig. 11, temos que o ganho do sistema é dado praticamente por

$$G \cong \frac{RB}{RA},$$

ou seja, podemos controlar o ganho do sistema simplesmente mudando RA ou RB.

No circuito da fig. 7-b é justamente isso o que é feito. Muda-se o valor de RB em determinados instantes.

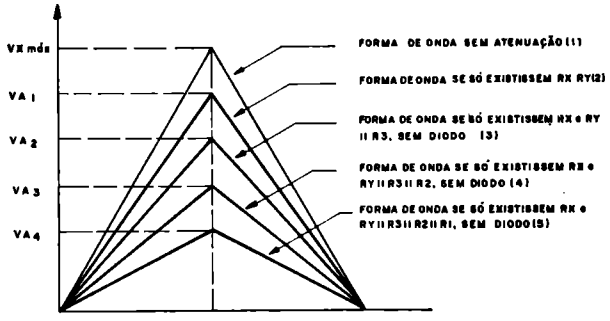
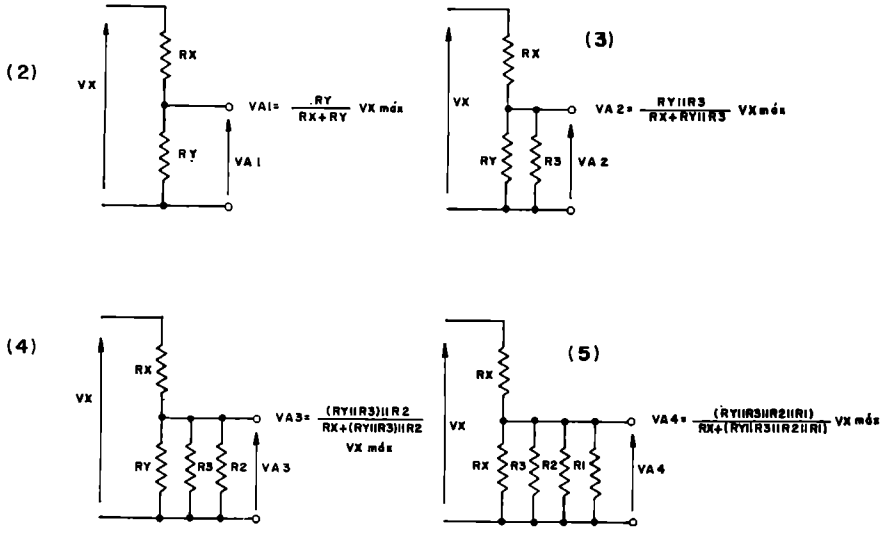


Figura 9

O que ocorreria sem os diodos.



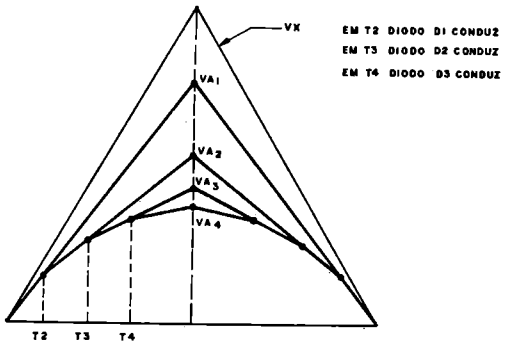


Figura 10

Situação com os diodos conduzindo durante determinados intervalos de tempo.

No ponto X é aplicada a onda triangular. Para efeito de análise, vamos supor que em um determinado instante t temos a onda triangular no seu ponto zero, tendendo para o ciclo positivo (fig. 12).

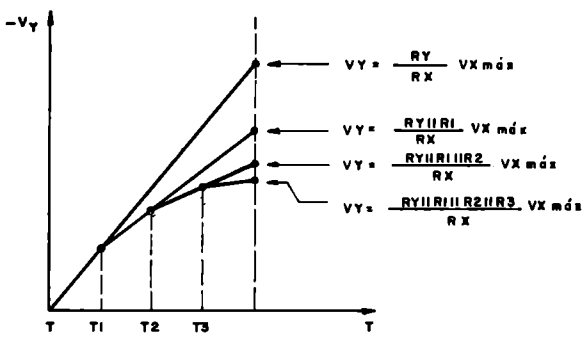


Figura 12

Parte da onda triangular tendendo para o ciclo positivo.

Até o instante t_1 teremos no ponto Y um sinal amplificado e dado por

$$Vy = -\frac{Ry}{Rx} Vx$$

O sinal negativo indica que houve inversão de fase. No instante t_1 a tensão em Y terá atingido um valor tal que $-V_1 = -(Vy + Vbe)$ e o transistor T1' conduz, colocando R1 em paralelo com Ry e, conseqüentemente, diminuindo o ganho do sistema para

$$G = \frac{Ry//R1}{Rx}$$

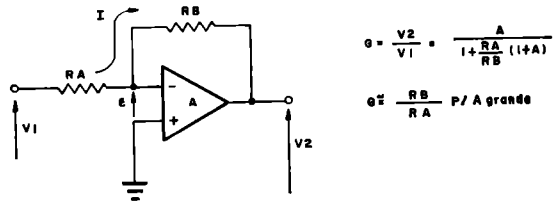


Figura 11

e a tensão em Y será

$$Vy = -\frac{Ry//R1}{Rx} Vx$$

No instante t_2 a tensão em Y será $-V_2 = -(Vy + Vbe)$ e o transistor T2' conduzirá colocando R2 no circuito e diminuindo ainda mais o ganho do sistema; a tensão em Y será, então,

$$Vy = -\frac{Ry//R1//R2}{Rx} Vx$$

Da mesma forma, no instante t_3,

$$Vy = -\frac{Ry//R1//R2//R3}{Rx} Vx$$

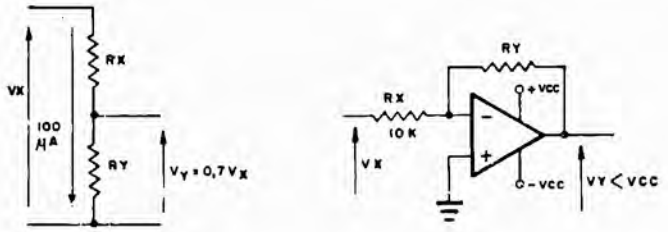
Na subida do semi-ciclo negativo, acontecerá justamente o inverso com T3', T2' e T1', cortando nesta ordem e retirando R3, R2 e R1 do circuito. Como o circuito é simétrico, a análise é exatamente igual para T1, T2 e T3.

PROJETO DE CONFORMADOR DE ONDA

O projeto de conformador de onda, tanto com diodos como com integrado e transistor, tem exatamente a mesma seqüência e que apresentamos a seguir.

1 — Inicialmente temos que saber qual a amplitude máxima da onda triangular disponível. Chamamos essa amplitude de Vx.

2 — No conformador a diodo projetamos um divisor de tensão de maneira que a corrente pelo divisor seja da ordem de 100 μA e a tensão de saída esteja em torno de 70% da tensão de entrada; com isso, temos os valores de Rx e Ry. No conformador ativo, escolhemos Rx e Ry de maneira que o sinal na saída, após amplificado, não esteja saturado, ou seja, $G = \frac{Ry}{Rx}$ tal que



(a) (b)

Figura 13

(a) Para conformador passivo. (b) Para conformador ativo.

$$Vy = \frac{Ry}{Rx} Vx$$ seja menor que a tensão de alimentação do integrado. Tomando Rx = 10 kΩ ou 1 kΩ, temos o valor de Ry (fig. 13).

3 — Em papel milimetrado, dividimos o eixo das abscissas linearmente de 0 a 90° (zero a noventa graus) e o eixo das ordenadas de 0 a 1,0 (não é necessário que seja na mesma escala) e plotamos o valor do seno para cada ponto (de 10 em 10 graus, por exemplo); em seguida unimos os pontos de 10 em 10 graus, prolongando a reta até atingir o eixo das ordenadas (figs. 14 e 15). Podemos notar que as retas de 0 a 10, 10 a 20 e 20 a 30 praticamente se confundem. Vamos considerar então a senóide coincidente com a reta que une 0 a 30. O ponto de 30° será então um ponto de inflexão. As retas que unem 30 a 40 e 40 a 50 têm entre si pequena diferença de inclinação e portanto vamos considerar apenas uma reta que une 30 a 50, como coincidente com a senóide, sendo o ponto 50 o segundo ponto de inflexão. Continuando o processo, determinamos os pontos de inflexão A, B, C, D e E e os pontos no eixo das ordenadas V0, V1, V2, V3, V4 e V5.

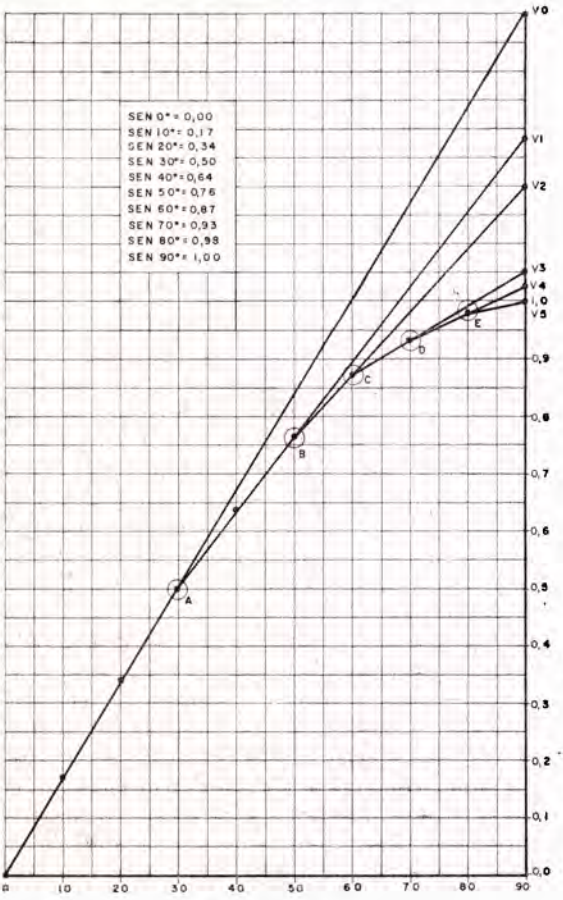


Figura 14

Como traçar a senóide

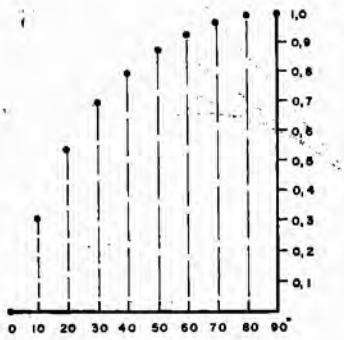


Figura 15

Traçado da senóide.

Se pretendermos u'a melhor precisão, poderemos aumentar o número dos pontos de inflexão dividindo a abscissa de 5 em 5 graus e, no caso contrário, podemos diminuir os pontos. Com os pontos acima determinados podemos obter uma senóide com distorção menor que 1%.

4 — Uma vez traçado o gráfico, podemos utilizá-lo para determinar os valores dos componentes. No conformador a diodos o ponto V0 terá o valor da tensão dada por

$$V0 = \frac{Ry}{Ry + Rx} Vx$$

(Ry, Rx e Vx já determinados anteriormente), e no conformador ativo o ponto V0 será

$$G0 = \frac{Ry}{Rx} \text{ (ganho inicial)}$$

Os valores de A, B, C, D, E, V1, V2, V3, V4, V5, etc., serão determinados por simples regra de três, da seguinte forma: contamos o número de divisões (mm) de 0 a V0, ou seja, V0 tem k divisões e é igual a $\frac{Ry}{Ry + Rx} Vx$ ou $\frac{Ry}{Rx}$; contamos o número de divisões para cada ponto (A, B, ..., V5) e formamos a regra de três. Por exemplo:

a) V0 = k divisões
V1 = m divisões

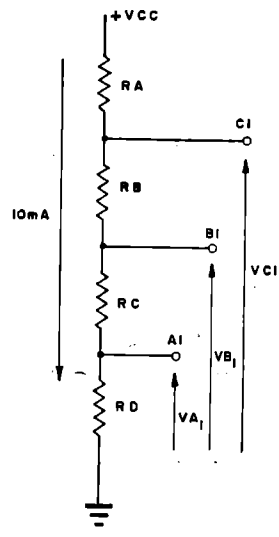


Figura 16

Corrente que circula pelo divisor.

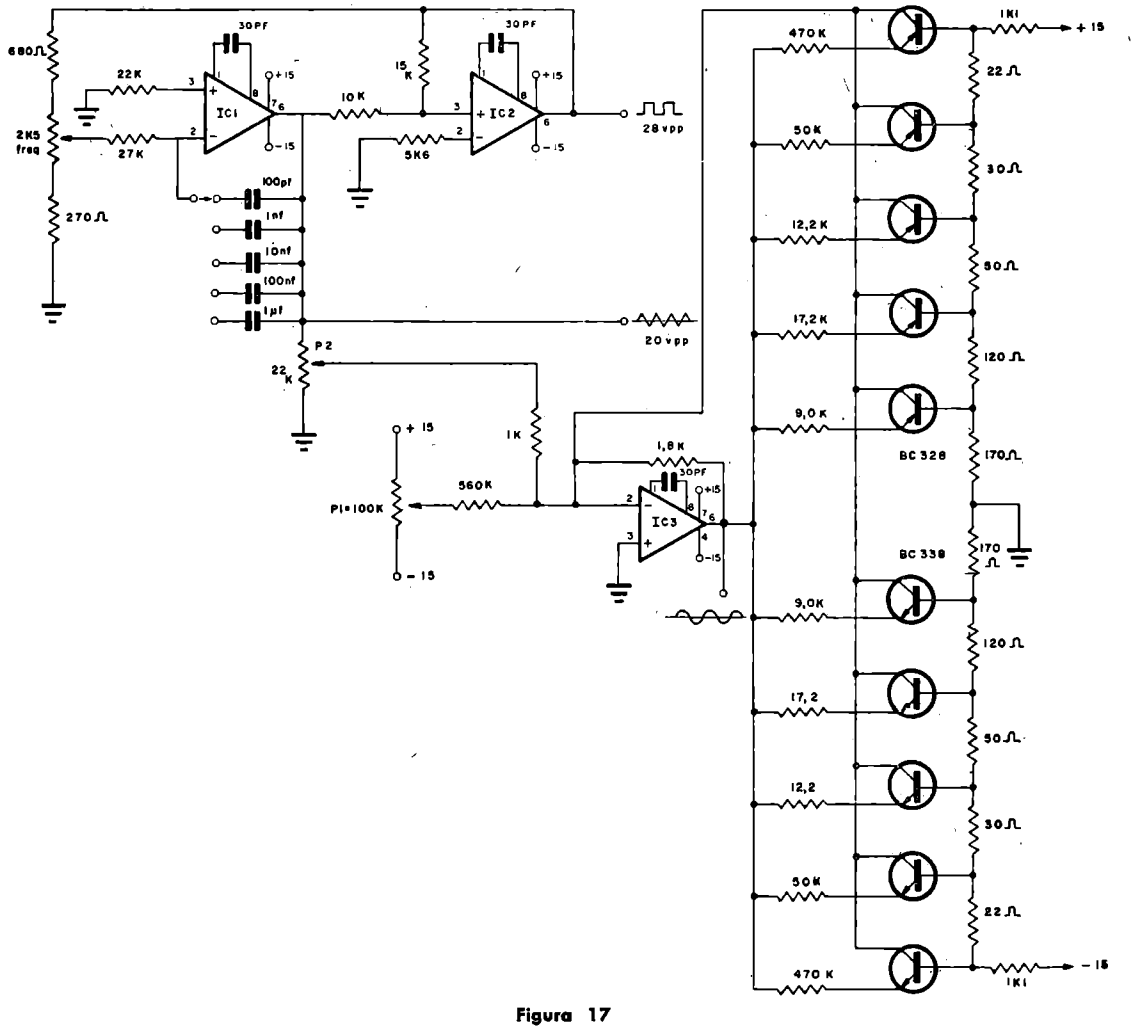


Figura 17

Gerador de funções.

$$\text{portanto } V1 = \frac{m}{k} V0 \text{ volts}$$

ou

G0 = k divisões
G1 = m divisões

$$\text{portanto } G1 = \frac{m}{k} G0 \text{ (novo ganho)}$$

b) V0 = k divisões
A = n divisões

$$\text{portanto } A = \frac{n}{k} V0 \text{ volts}$$

ou

Vy = G0Vx = k divisões
A = n divisões

$$\text{portanto } A = \frac{n}{k} Vy = \text{tensão no ponto A}$$

Uma vez determinados os valores de todos os pontos (notar que V0, V1 ..., V5 são tensões para o conformador a diodo e ganhos para o conformador ativo e A, B, ..., E são sempre tensões para qualquer dos dois), passamos agora para a determinação dos componentes.

5 — Para o conformador a diodo temos:

$$V1 = \frac{Ry//R1}{Rx + Ry//R1} Vx,$$

de onde tiramos R1;

$$V2 = \frac{(Ry//R1)//R2}{Rx + (Ry//R1)//R2} Vx,$$

de onde tiramos R2, e assim sucessivamente.

Para o conformador ativo temos:

$$G1 = \frac{Ry//R1}{Rx} \text{ e tiramos R1}$$

$$G2 = \frac{(Ry//R1)//R2}{Rx} \text{ e tiramos R2, e assim sucessivamente.}$$

6 — Os pontos de inflexão são determinados pelo divisor de tensão formado por Ra, Rb, Rc, Rd, etc., na fig. 8.

Para que as tensões nos diversos pontos do divisor não sejam muito afetadas pela condução dos diodos ou transistores, estimamos uma corrente elevada passando pelo divisor, por exemplo 10 mA (fig. 16).

Se forem utilizados diodos ou transistores de silício, teremos uma queda sobre eles de cerca de 0,6 V (Vd ou Vbe). Logo, teremos

$$VA_1 = Rd \times 10 \text{ mA} = V_A - 0{,}6$$

onde

VA_1 = tensão do primeiro ponto de inflexão
VA = tensão do ponto A tirado do gráfico

$$\text{de onde tiramos } Rd = \frac{VA - 0{,}6}{10 \text{ mA}} (k\Omega)$$

Analogamente,

$$RC = \frac{VB - 0{,}6}{10 \text{ mA}} (k\Omega)$$

$$RB = \frac{VC - 0{,}6}{10 \text{ mA}} (k\Omega)$$

e assim sucessivamente para todos os pontos do divisor. Com isso teremos todos os valores calculados.

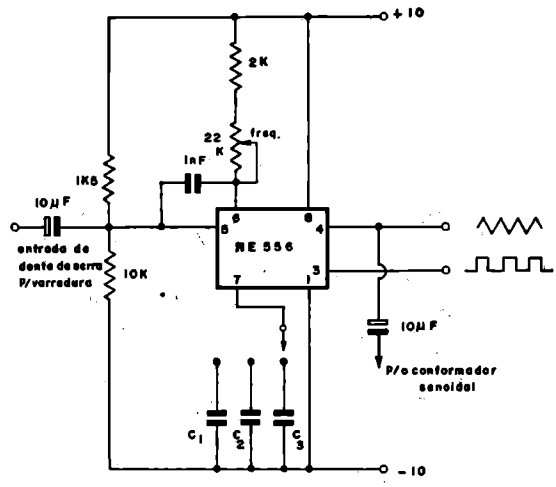


Figura 18

Gerador de onda quadrada e triangular utilizando NE566.

Muito provavelmente os valores calculados serão diferentes dos valores padrão encontráveis na praça. Devemos então fazer associações em série-paralelo até conseguirmos um valor bem próximo do calculado.

Para finalizar, apresentamos na fig. 17 um circuito projetado seguindo o roteiro apresentado. No circuito, Ic1 forma o integrador e Ic2 o quadrador. Os dois em conjunto formam um gerador de onda quadrada do tipo "histerese". Note-se que é uma combinação das estruturas da fig. 1-b-c.

O potenciômetro P1 tem a finalidade de ajustar o circuito para conformação simétrica da onda ("off-set null"). Apesar do integrado 748 dispor dessa facilidade entre os pinos 1 e 5, utilizamos P1 para permitir a utilização de outros tipos de operacionais, como o 709, 741, etc., e P2 tem a função de ajustar o nível de saída de Ic3 para o ponto ideal de funcionamento do conformador. Podemos substituir o gerador de ondas triangulares pelo 566, que possui internamente um gerador de onda triangular e um quadrador. Este circuito apresenta no semi-ciclo positivo uma pequena descontinuidade, que no entanto não afeta em muito a qualidade da senóide obtida (fig. 18).

Ω

A ELETRÔNICA A SERVIÇO DOS CEGOS: O BRAILLE VAI PODER SER REPRODUZIDO EM SÉRIE

O protótipo de u'a máquina eletrônica de transcrição em braille, que permite a duplicação à distância, está há algum tempo sendo experimentado na Escola Nacional de Aperfeiçoamento para Deficientes de Visão (École nationale de perfectionnement pour handicapés de la vue — E.N.P.) de Loos, nos subúrbios de Lille, França. Para os responsáveis por esta escola, «esta máquina, de que só existe no mundo um exemplar, é de enorme interesse pedagógico».

Na realidade, nenhum dos livros especializados, ou muito poucos, segundo o Sr. Tosser, diretor da E.N.P., e o Sr. Legay, seu adjunto, é pedagogicamente utilizável. A escola deve, praticamente, fabricar seu próprio material, principalmente com a ajuda financeira de uma associação, «Le Noël des aveugles», que, há alguns anos, já ofereceu u'a máquina off-set para reproduzir em grandes caracteres os textos para os ambliopes, crianças de acuidade visual muito diminuída.

Para os cegos, em contrapartida, não existia senão uma pequena gráfica artesanal ou máquinas de escrever especiais, que utilizam os caracteres braille. Era, pois, necessário conhecer esta forma de comunicação entre os cegos para utilizar-se este material.

Esta máquina revolucionária compõe-se de um teletipo de teclado comum. Uma operadora pode, sem conhecer o alfabeto braille, bater um texto, que será impresso em grandes caracteres para ambliopes, na máquina, enquanto que, simultaneamente, uma fita é perfurada. Esta fita é introduzida em seguida numa segunda máquina que «grava» o braille. Um dicionário em braille abreviado, composto segundo os processos antigos, mede mais de dois metros de espessura. Com o novo processo, pode ser conservado em fitas que ocupam muito pouco espaço, e ser reproduzido rapidamente em vários exemplares.

Num segundo estágio, os responsáveis por esta experiência visam a passagem para o computador. Todos os textos poderiam assim ser colocados em memória, e bastaria que outros estabelecimentos tivessem um «terminal» para obter o número de exemplares desejados de um texto útil para suas aulas.

O computador da Faculdade de Ciências de Lille-1 poderia muito bem servir para esta experiência. Bolsas para auxiliar os estudantes que dedicassem uma tese a estes trabalhos seriam benvindas, dizem na E.N.P., onde as esperanças se fundamentam nesta solução.

Por ocasião de uma recente visita à E.N.P. de Loos-lez-Lille, o Sr. Thibert, Diretor de Educação Especial de Quebec, mostrou-se vivamente interessado por este sistema, que permitiria ligar ao mesmo computador todas as pequenas turmas de deficientes visuais disseminadas por toda sua vasta província. Os suecos também se interessam por este projeto.

Outra vantagem deste computador: segundo os dirigentes da E.N.P., ele evitaria as «turmas-guetto», como em Loos, onde 230 crianças de cinco departamentos (Nord, Pas-de-Calais, Somme, Aisne, Ardennes) estão reunidas em uma escola de primeiro grau, um colégio de ensino secundário (C.E.S.) e um colégio de ensino técnico (C.E.T.).

Conta-se em média, na França, um deficiente visual em cada 2 500 crianças em idade escolar. Um terço destes deficientes é escolarizável nos três únicos estabelecimentos existentes na França (Looz-lez-Lille, Montgeron (Essonne) e Villeurbaine); um terço precisa de centros mais especializados; os restantes não são escolarizáveis.

Os resultados desta experiência dizem respeito não apenas aos deficientes visuais da França e da Europa, mas aos do mundo inteiro, para quem nada, por enquanto, existe ainda neste campo.



SISTEMAS DE ALTO-FALANTES MÚLTIPLOS

Colaboração da IBRAPE

CONCLUSÃO

Redes de resistência constante para sistemas de três canais

Os filtros de transição para sistemas de três canais podem empregar filtros passa-banda para a gama de freqüências médias. Seu projeto, entretanto, é um compromisso devido ao fato de que quando um filtro passa-banda é utilizado em conjunto com dois filtros de terminação singela (um passa-altas e um passa-baixas), as reatâncias dos componentes do filtro passa-banda interagem com as reatâncias dos componentes dos filtros passa-altas e passa-baixas a ele associados. Isto pode ser compensado fazendo-se com que as freqüências de projeto do filtro passa-banda sejam próximas; então, a interação entre as reatâncias espalha as freqüências, levando-as aos seus pontos corretos.

Em um filtro passa-banda, os elementos do circuito são projetados de maneira a ressonar na freqüência média geométrica

$$fm = \sqrt{(f1\ f2)}$$

O circuito série possui impedância zero na freqüência de ressonância, enquanto que o circuito em derivação ("shunt") possui uma impedância infinitamente alta.

Acima da ressonância a reatância série é positiva (indutiva) e a reatância em derivação é negativa (capacitiva), de maneira que a rede atua como um filtro passa-baixas; abaixo da ressonância a reatância série é negativa (capacitiva), a reatância em derivação é positiva (indutiva), e a rede se comporta como um filtro passa-altas. A fig. 9 mostra os princípios de projeto para um filtro passa-banda. As duas freqüências de transição são inicialmente estabelecidas, e a partir delas é obtida a relação de banda de freqüências. Devido à interação dos filtros passa-altas e passa-baixas dentro da secção de banda passante, as freqüências do projeto deverão estar próximas; a relação de projeto utilizada para o filtro pas-

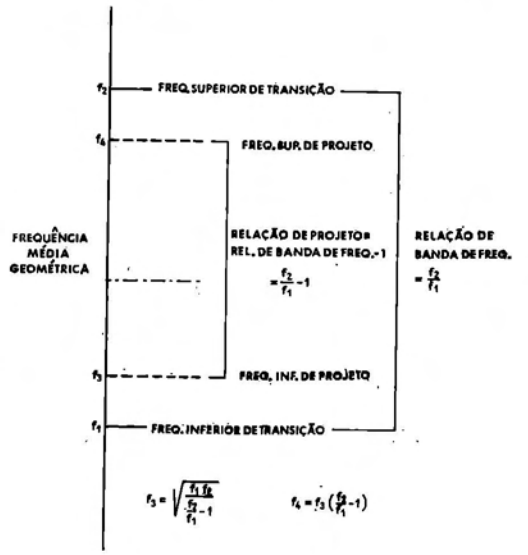


Figura 9

Cálculo das freqüências de projeto para uma secção de filtro passa-banda a partir das freqüências de transição requeridas.

TABELA III

DADOS DE PROJETO PARA OS EXEMPLOS DA FIG. 10

Impedância nominal do alto-falante	8 Ω
Impedância efetiva	10 Ω
Freqüências de transição	f1 = 500 Hz; f2 = 4 500 Hz
Relação de banda de freqüência	f2/f1 = 9
Relação de projeto	(f2/f1) — 1 = 8
Freqüências de projeto	f3 = 530,3 Hz; f4 = 4 242,6 Hz
Freqüência média geométrica	fm = 1 500 Hz

sa-banda é 1 a menos que a relação de banda de freqüências, isto é, relação de projeto = relação de banda de freqüências — 1. Se

f1 = freqüência inferior de transição
f2 = freqüência superior de transição
f3 = freqüência inferior de projeto
f4 = freqüência superior de projeto

então

f2/f1 = relação de banda de freqüências

e

f4/f3 = relação de projeto.

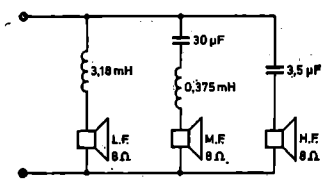
Uma vez que a relação de projeto é tornada igual à relação de banda de freqüências menos 1, podemos escrever

$$\frac{f4}{f3} = \frac{f2}{f1} - 1 \quad (I)$$

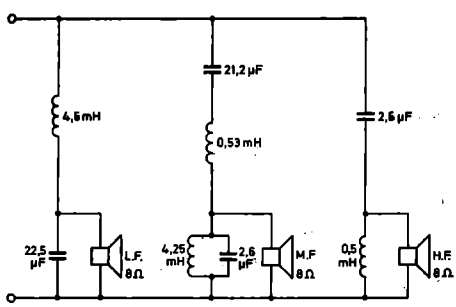
Como a "freqüência central" da rede de transição cairá na média geométrica das freqüências de transição, então essa freqüência será também a média das freqüências de projeto do filtro passa-banda. Assim,

$$\sqrt{(f1\ f2)} = \sqrt{(f3\ f4)} \quad (II)$$

da equação (I),



(a)



(b)

Figura 10

(a) Sistema de transição para três canais. A atenuação é de 6 dB/oitava, simétrica, e as freqüências de transição são de 500 Hz e 4 500 Hz. (b) Sistema de transição para três canais. A atenuação é de 12 dB/oitava, simétrica, e as freqüências de transição são de 500 Hz e 4 500 Hz.

$$f4 = f3 \left(\frac{f2}{f1} - 1 \right) \quad (III)$$

Substituindo esse valor por f4 na equação (II), temos

$$f1\ f2 = f3^2 \left(\frac{f2}{f1} - 1 \right)$$

de onde

$$f3 = \sqrt{\frac{f1\ f2}{f2/f1 - 1}} \quad (IV)$$

A Tabela III fornece um exemplo de como são obtidas as freqüências de projeto.

A fig. 10 mostra dois arranjos práticos de circuitos; os valores dos componentes para filtros de transição de 6 dB/oitava e 12 dB/oitava, para sistemas de três canais, são obtidos utilizando-se os dados fornecidos na fig. 11.

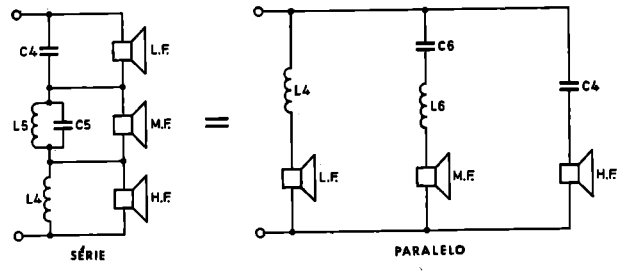
Efeito da impedância do alto-falante

Até aqui, supusemos as cargas nas saídas dos filtros de transição como sendo puramente resistivas e de valor constante. Na prática, quando um alto-falante de bobina móvel é conectado a um filtro, a carga apresentada ao filtro variará com a freqüência devido à indutância global da bobina móvel.

Enquanto que os filtros projetados segundo o método "clássico" requerem terminação correta em ambas as extremidades, os filtros de resistência constante não são críticos quanto à terminação de entrada. Se as saídas estiverem corretamente terminadas, a impedância de entrada é uma resistência constante e a resposta não será afetada pela impedância da fonte. Mas, as redes de resistência constante são críticas quanto à terminação de saída e o efeito do descasamento na saída depende de quanto a impedância de entrada é afetada.

Em um filtro de 6 dB/oitava utilizando elementos singelos, um circuito paralelo proporciona uma queda na impedância refletida, ao redor da freqüência de transição, se a terminação for alta. Para um filtro de 12 dB/oitava, este caso ocorre para o circuito série. O efeito na resposta de transferência é dependente da impedância de entrada de fonte, de maneira que se o casamento de entrada for melhorado pela alteração na terminação de saída, haverá um aumento na resposta de transferência. Se o casamento se tornar pior, haverá uma queda.

É preferível fazer-se um arranjo para terminação correta na região das freqüências de transição. Se pudermos utilizar uma configuração de circuito que possua uma indutância série na saída de baixa freqüência, então parte dessa indutância poderá ser a indutância da bobina móvel. Isto nos leva a um redução no valor do componente do filtro, conforme se mostra na figura 12,



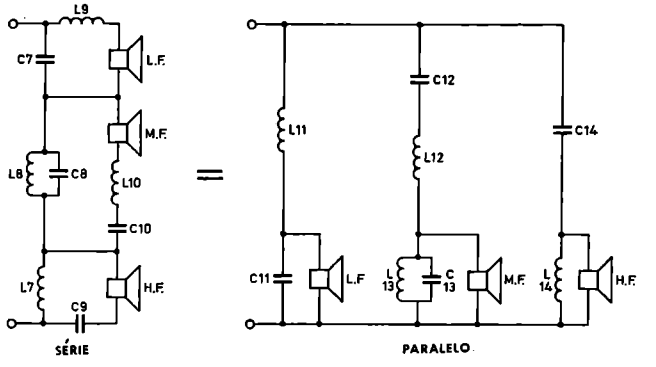
6 dB/ OITAVA

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f_2 R_0} \qquad C_4 = \frac{1}{2\pi f_2 R_0}$$

$$C_5 = \frac{1}{2\pi f_4 R_0} \qquad C_6 = \frac{1}{2\pi f_3 R_0}$$

$$L_4 = \frac{R_0}{2\pi f_1} \qquad L_4 = \frac{R_0}{2\pi f_1}$$

$$L_5 = \frac{R_0}{2\pi f_3} \qquad L_6 = \frac{R_0}{2\pi f_4}$$



12 dB/OITAVA

$$C_7 = \frac{\sqrt{2}}{2\pi f_0 R_1} \qquad L_7 = \frac{R_0}{2\pi f_1 \sqrt{2}} \qquad C_{11} = \frac{1}{2\pi f_1 R_0 \sqrt{2}} \qquad L_{11} = \frac{R_0 \sqrt{2}}{2\pi f_1}$$

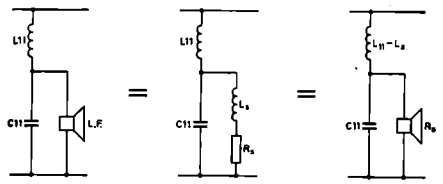
$$C_8 = \frac{\sqrt{2}}{2\pi f_4 R_0} \qquad L_8 = \frac{R_0}{2\pi f_3 \sqrt{2}} \qquad C_{12} = \frac{1}{2\pi f_3 R_0 \sqrt{2}} \qquad L_{12} = \frac{R_0 \sqrt{2}}{2\pi f_4}$$

$$C_9 = \frac{\sqrt{2}}{2\pi f_2 R_0} \qquad L_9 = \frac{R_0}{2\pi f_1 \sqrt{2}} \qquad C_{13} = \frac{1}{2\pi f_4 R_0 \sqrt{2}} \qquad L_{13} = \frac{R_0 \sqrt{2}}{2\pi f_3}$$

$$C_{10} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi f_3 R_0} \qquad L_{10} = \frac{R_0}{2\pi f_4 \sqrt{2}} \qquad C_{14} = \frac{1}{2\pi f_2 R_0 \sqrt{2}} \qquad L_{14} = \frac{R_0 \sqrt{2}}{2\pi f_2}$$

Figura 11

Rede de filtros de transição de resistência constante para sistemas de três canais.



SEÇÃO DE BAIXA FREQÜÊNCIA DE FILTRO PARALELO DE 12 dB/OITAVA P/SISTEMAS DE 3 CANAIS

A IMPEDÂNCIA DO ALTO-FALANTE CONSISTE DA INDUTÂNCIA L_s E DA RESISTÊNCIA R_s DA BOBINA MÓVEL

INDUTOR SÉRIE L_{11} REDUZIDO DA QUANTIDADE L_s P/MANTER CONSTANTE O COMPORTAMENTO DA RESISTÊNCIA

Figura 12

A utilização da indutância da bobina móvel como parte do circuito projetado reduz o tamanho dos componentes do filtro e mantém o desempenho de resistência constante.

e as propriedades de resistência constante do filtro de transição podem ser mantidas.

No caso de um sistema de três canais, cada um dos três alto-falantes possui sua própria freqüência de ressonância. Enquanto que a freqüência de ressonância do "woofer" não é levada em conta nesta discussão, as freqüências de ressonância dos alto-falantes de médios e de agudos são importantes, pois elas afetam as características da impedância. A característica de impedância para um sistema típico de três canais está mostrada na fig. 13. Com exceção do pico à esquerda, os demais picos na curva não ocorrem nas freqüências de ressonância dos alto-falantes devido à ação do filtro.

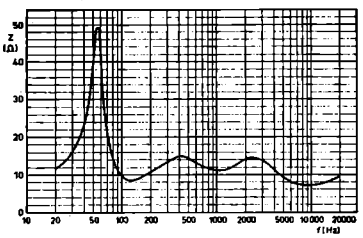


Figura 13

Impedância característica de um sistema típico de três canais. As freqüências de ressonância dos alto-falantes de médios e de agudos são, respectivamente, 210 Hz e 1 000 Hz; as freqüências de transição são de 500 Hz e 4 500 Hz.

Resposta de transferência de fase

É essencial que a resposta de transferência de fase, através de um filtro de transição, seja totalmente considerada. Dos princípios básicos, sabemos que a fase relativa da radiação posterior de um cone de alto-falante pode causar o cancelamento da radiação da parte frontal, razão pela qual devemos utilizar alguma espécie de bafle. A rede de transição composta de elementos reativos introduz alterações de fase no sistema e, a não ser que se dê a devida atenção à fase relativa do sinal nas saídas, será muito provável que ocorra cancelamento devido às condições anti-fase. No caso mais simples de secções de elementos singelos, à medida que a freqüência **aumenta**, a alteração de fase entre a entrada e a saída de baixa freqüência se aproxima de —90° (atraso), e a saída de alta freqüência tende a estar em fase com a entrada. À medida que a freqüência **diminui**, a fase da saída de alta freqüência se aproxima de +90° (adiantamento) com relação à entrada, enquanto que a saída de baixa freqüência tende a estar em fase com a entrada.

A resposta de transferência de fase das saídas em relação à entrada, para secções de elementos singelos (6 dB/oitava), está mostrada na fig. 14. Na primeira parte deste artigo (Revista nº 359) foram descritas as propriedades das redes de resistência constante. Com o auxílio da fig. 14 veremos agora que a resposta de transferência de fase na freqüência de transição é a metade do último valor, e também que a diferença de fase entre as saídas complementares é constante; neste caso, a resposta de transferência na freqüência de transição é de 45° e existe uma diferença de fase constante de 90° entre as saídas.

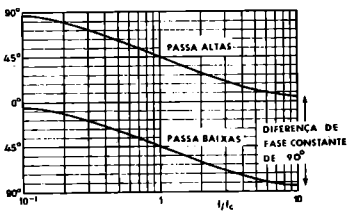


Figura 14

Resposta de transferência de fase de saídas relativas à entrada para secções de elemento singelo (6 dB/oitava).

No caso dos filtros de 12 dB/oitava, empregando secções de dois elementos, a secção passa-baixas introduz uma alteração de fase de —180° e a secção passa-altas uma alteração de +180°. Isto está mostrado na fig. 15 e pode-se ver que ocorre uma diferença de fase de 90° entre a entrada e a saída na freqüência de transição, estando as saídas constantemente defasadas de 180° dentro de toda a gama de freqüências.

Portanto, algo deverá ser feito para manter uma diferença constante de 0° entre as saídas através de toda a gama de áudio-freqüências, e com uma rede de duas secções possuindo uma diferença de fase de 180° entre suas saídas

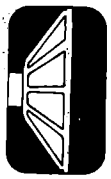
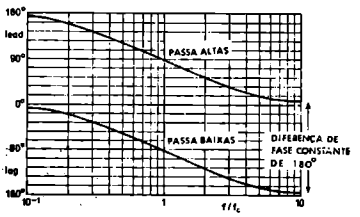


Figura 15

Resposta de transferência de fase de saídas relativas à entrada para secções de dois elementos (12 dB/oitava).



é uma simples questão de se inverter as conexões de um dos alto-falantes, conforme se mostra na fig. 16. Eletricamente as bobinas móveis serão alimentadas em anti-fase, mas como uma delas está invertida os movimentos dos cones estarão em fase.

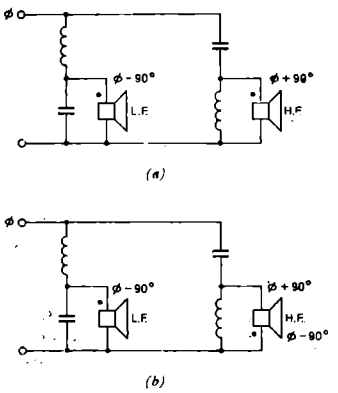


Figura 16

A conexão invertida em um dos alto-falantes produz saídas acústicas em fase com uma rede de 12 dB/oitava. (a) Os alto-falantes estão defasados de 180°. (b) As saídas dos alto-falantes estão em fase.

Uma vez que a correção de fase é um assunto de primordial importância, normalmente os alto-falantes produzidos pelas indústrias de maior renome possuem indicação de polaridade em seus terminais (geralmente um ponto vermelho em um dos terminais). Quando uma tensão CC é aplicada aos terminais da bobina móvel, de maneira que o terminal vermelho corresponda ao pólo positivo, a bobina móvel se deslocará para a frente.

A escolha das características do alto-falante

As características mais importantes que determinam a escolha de alto-falantes para serem utilizados em sistemas múltiplos são:

— igual sensibilidade na freqüência de transição proposta
— resposta de freqüência que se estenda além do ponto de atenuação requerido

A fim de manter uma transição suave entre um alto-falante e outro, é essencial que se selecione dois alto-falantes com sensibilidades iguais, ou sensibilidades que não difiram mais que cerca de 2 dB entre si na freqüência de transição. U'a maior diferença na sensibilidade causará um degrau audível na resposta global, conforme se mostra na fig. 17.

É também necessário assegurar-se que um dos alto-falantes é capaz de tomar o sinal do outro assim que a freqüência seja varrida dentro de sua gama. Se dois alto-falantes possuirem respostas que não se sobreponham apreciavelmente, será criada uma lacuna na resposta global quando eles forem conectados através de um filtro que introduza inerentemente uma atenuação posterior de 3 dB na freqüência de transição. Isto está mostrado na fig. 18.

Embora o que tenhamos mencionado possa ser considerado uma simples questão de bom senso, é surpreendente como inúmeras unidades comerciais são desequilibradas em termos de sensibilidade de alto-falantes e como inúme-

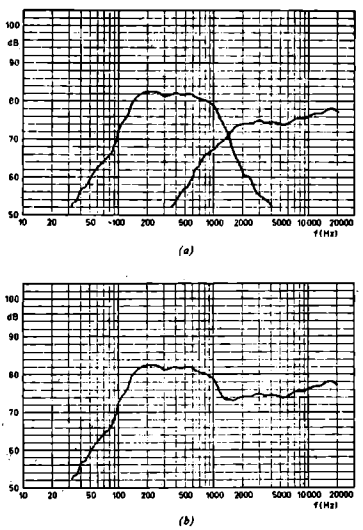


Figura 17

(a) Resposta de freqüência de alto-falantes individuais possuindo sensibilidades bastante diferentes. (b) Resposta combinada de dois alto-falantes possuindo diferentes sensibilidades. Note o pronunciado degrau na curva.

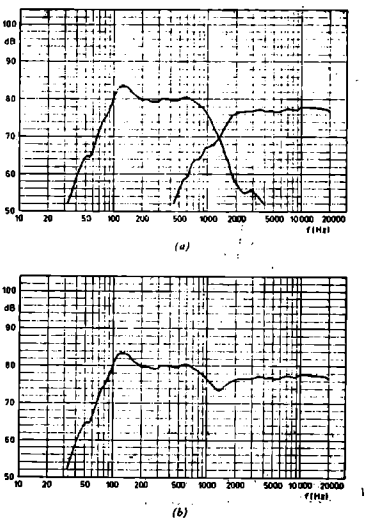


Figura 18

(a) Resposta de freqüência de dois alto-falantes possuindo insuficiente sobreposição em suas características. (b) Resposta de freqüência combinada de alto-falantes com sobreposição insuficiente. Note a depressão na curva, na freqüência de transição.

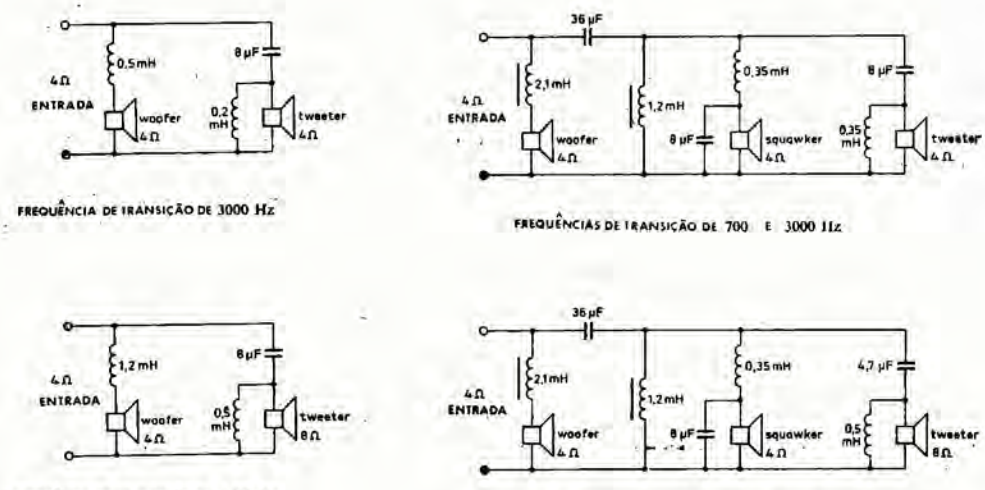


Figura 19

Detalhes de diversas redes de transição.

ros "woofers" têm sua atenuação em alta freqüência iniciada antes de haver qualquer sinal de resposta nos "tweeters".

Filtros assimétricos

O projeto de uma rede de transição não pode ser considerado a partir de um ponto de vista puramente objetivo para resultados de primeira classe. Um sistema de alto-falantes adequadamente projetado é capaz de proporcionar uma reprodução de alta qualidade, mas isto só pode ser conseguido através de uma investigação paciente e de todos os critérios que afetam a saída do som.

A variação da impedância do alto-falante com a freqüência é uma característica importante que estabele claramente a previsibilidade dos resultados, utilizando-se apenas a análise objetiva. Na ressonância, a impedância é alta, caindo de maneira abrupta à medida que a freqüência é aumentada e então subindo novamente, porém de maneira lenta. O efeito da alteração da impedância na resposta de transferência do filtro, acoplada à resposta de freqüência do alto-falante, pode nos levar a crer que poderemos obter uma transição global mais suave dando ao "woofer" uma atenuação de 6 dB por oitava e ao "tweeter" uma atenuação de 12 dB por oitava. Um filtro que proporciona atenuação e incremento com rampas diferentes é denominado **assimétrico.**

Idealmente, uma rede de transição deve ser projetada levando-se em consideração os alto-falantes e a caixa em que vai ser empregada. Após a análise dos problemas envolvidos e a elaboração de um projeto experimental, os alto-falantes devem ser montados na caixa proposta e o sistema deve ser testado com a rede de transição fora da caixa. Pode-se então efetuar alterações no circuito ou nos valores dos componentes da rede, ou inverter-se as conexões dos alto-falantes, de maneira a se obter os melhores resultados.

Redes práticas

Para cada um dos sistemas de alto-falantes que serão objeto de futuros artigos foi determinada a melhor rede de transição e avaliado o seu desempenho. A comparação dos resultados demonstrou ser possível construir todos os sistemas descritos utilizando-se apenas quatro diferentes tipos de redes de transição, cujos detalhes são dados na fig. 19.

A escolha das freqüências de transição das redes recomendadas foi determinada pelas características individuais do alto-falante e também pelos requisitos de potência, de maneira a assegurar uma transição suave de um para outro

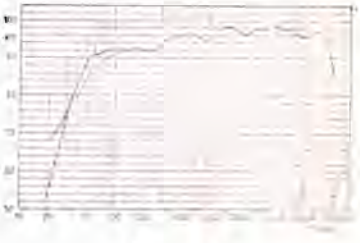


Figura 20

Efeito do uso de um radiador passivo. A linha tracejada mostra a pressão do som medida utilizando-se somente o "woofer", enquanto que a linha cheia mostra o resultado combinado do "woofer" com o radiador passivo.

alto-falante no caso de sistemas múltiplos.

Radiadores passivos

Para finalizar, julgamos interessante mencionar os radiadores passivos. Na realidade, um radiador passivo é um alto-falante sem o sistema magnético e sem a bobina móvel; excetuando-se esses detalhes, ele se assemelha a um alto-falante normal. O radiador passivo possui normalmente o mesmo diâmetro do "woofer" e compartilha com ele do mesmo volume de ar no interior da caixa acústica; ele é montado no bafle próximo ao "woofer".

A inclusão de um radiador passivo tem como efeito a extensão da resposta de graves do sistema; esse efeito pode ser claramente visto na fig. 20, que nos apresenta a pressão do som medida com e sem o radiador passivo.

Ω

OS TRANSDUTORES

Jomar Napoleão da Silva

Teoria

O transdutor é um dos elementos chave de qualquer aparelho eletrônico, de sorte que seu estudo é interessante, se não essencial. Os dicionários definem como transdutores os dispositivos que transferem energia de um sistema para o outro, podendo ser um sistema elétrico e outro sonoro, ou ambos elétricos ou sonoros. Essa definição enquadra perfeitamente os **microfones** e **alto-falantes** e, por extensão, os **fonocaptores, cabeças gravadoras de discos e cabeças magnéticas de gravadores de fita.** Antes de abordarmos aspectos iminentemente práticos é interessante fazermos uma análise suscinta dos princípios de funcionamento dos transdutores. Em princípio, os transdutores transformam a energia sonora em mecânica e esta é aplicada para a geração de tensões elétricas ou na alteração das constantes de um circuito. Em sentido inverso, transformam as tensões que lhes são aplicadas em energia mecânica que moverá o ar, produzindo as ondas sonoras que se deseja obter.

No caso das alterações das constantes, as ondas sonoras são utilizadas para variar a resistência, a capacitância, ou outra constante do circuito, deslocando seu ponto de funcionamento, ou melhor, produzindo variações da corrente ou da tensão aplicadas ao elemento transdutor. Devido a serem sistemas algo incômodos, uns foram abandonados e outros têm uso bem restrito, como veremos oportunamente. Assim sendo, analisaremos os

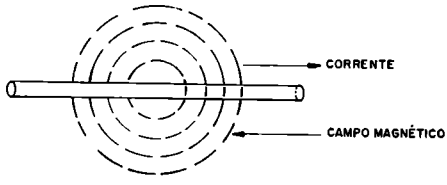
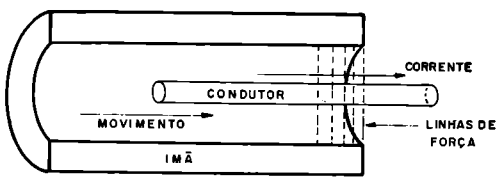


Figura 1

Princípio eletro-magnético.



princípios de uso mais freqüente, utilizados pela grande maioria dos aparelhos que podem aparecer em uma oficina.

Princípio eletro-magnético — É o mesmo utilizado pelos dínamos e motores elétricos: quando um condutor em movimento corta linhas de força de um campo magnético, é atravessado por uma corrente cujo sentido depende da direção em que se der o deslocamento e cuja intensidade é proporcional ao número de linhas de força cortadas, isto é, a intensidade do campo ou a velocidade do movimento (fig. 1). No sentido inverso, quando um condutor é atravessado por uma corrente, forma-se à sua volta um campo magnético cuja direção depende do sentido da corrente, e cuja densidade depende da corrente. Para exacerbar estes efeitos, o condutor é enrolado sobre uma forma, em geral cilíndrica, onde pode haver ou não um "enchimento" de ferro, dependendo do caso. Nos transdutores, essa bobina é mecanicamente ligada a um diafragma, que captará ou produzirá os ondas sonoras. A bobina assim constituída é mergulhada no campo magnético de um ímã permanente ou de um eletro-ímã (sistema este há muito abandonado). Como é natural, a bobina deve mover-se livremente entre os pólos do ímã.

Os movimentos da bobina farão aparecer tensões entre seus terminais e a aplicação de uma tensão entre seus terminais fará com que se mova, atraída ou repelida pelo ímã permanente. Uma variante consiste em fazer-se passar diante da bobina uma fita flexível impregnada de partículas magnetizáveis que sofrem u'a magnetização proporcional aos campos magnéticos criados quando se aplicam tensões à bobina. No sentido inverso, os campos magnéticos da fita em movimento induzirão tensões igualmente proporcionais, na bobina da cabeça reprodutora, tensões estas que são entregues ao circuito amplificador.

Princípio piezoelétrico — No começo deste século descobriu-se que certos cristais, como o quartzo, apresentam a curiosa propriedade de se deformarem, contorcendo-se, ao serem submetidos a uma tensão elétrica e de gerarem tensões elétricas quando são submetidos a esforços mecânicos, tais como a torção e a compressão. O emprego desse princípio é evidente; a peça destinada a recolher ou produzir as ondas sonoras é mecanicamente ligada a delicados fios de cristal que produzem tensões ao serem torcidos ou vergados em função dos movimentos da referida peça, ou se vergam ao lhes ser aplicada uma tensão, transmitindo seus movimentos às peças a que estiverem ligados (fig. 2).

Como se pode ver, os princípios até aqui descritos tanto podem ser utilizados para converter ondas sonoras em ondas elétricas, e ondas elétricas, tecnicamente designadas por tensões de áudio ou AF, em ondas sonoras.

Entre os princípios de alteração de constantes, faremos menção apenas da alteração ou variação de resistência e de capacitância. O primeiro sistema, dos microfones a carvão, está praticamente fora de uso e o segundo, empregado nos microfones a capacitor (comumente conhecidos como microfones a condensador), foi "ressuscitado" recentemente, tendo por enquanto aplicação quase exclusiva em gravadores de fita, muito embora tenha um desempenho excelente. Os microfones de carvão cairam em desuso por apresentarem elevado ruído de fundo, tendo baixa impedância e resposta deficiente.

Características de um transdutor

Todo dispositivo eletrônico apresenta características intrínsecas que o tornam utilizável para determinada função ou para a obtenção de determinados fins. As caracte-

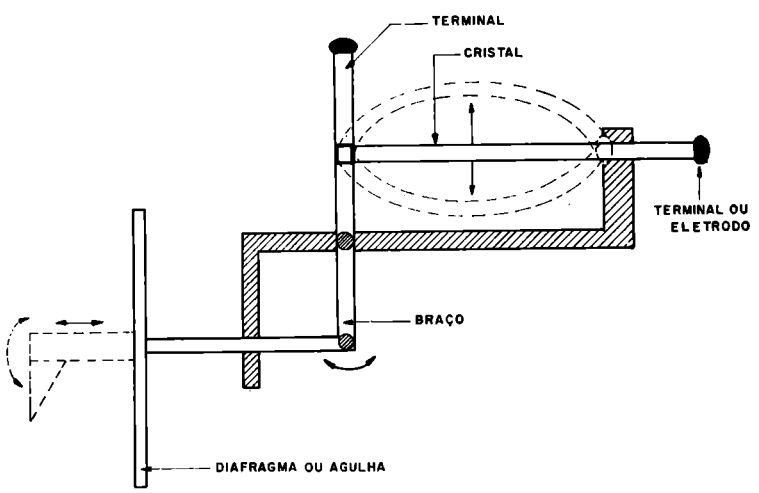


Figura 2

Princípio piezoelétrico.

rísticas dos transdutores dependem fundamentalmente de seu princípio de funcionamento, dos cuidados com que forem construídos e do desempenho que se deseja obter. As características mais importantes são:

a) Impedância — É a resistência interna do transdutor, normalmente especificada para a freqüência de 400 Hz, sendo portanto uma função das resistências ôhmicas, indutâncias e capacitâncias existentes no transdutor e pode ter um valor desde poucos ohms até um ou dois megaohms. É da maior importância o conhecimento da impedância de um transdutor para que se possa obter a máxima transferência possível de energia.

b) Resposta de freqüência — É a capacidade de transformar as ondas sonoras em elétricas e vice-versa, uniformemente, seja qual for a freqüência do som. Devido a injunções diversas, existem determinadas freqüências que um transdutor não consegue reproduzir satisfatoriamente e a resposta de freqüências indica qual a menor e qual a maior freqüência que pode ser reproduzida uniformemente. As freqüências cujos valores se encontrarem entre o máximo e o mínimo especificados são reproduzidas com a mesma eficiência. A resposta ideal seria de 20 Hz a 20 kHz, abrangendo todos os sons audíveis mas, por exemplo, alguns alto-falantes só reproduzem satisfatoriamente aos sons cujas freqüências tiverem valores compreendidos entre 100 Hz e 8 kHz.

c) Tensão de saída, ou potência — Conforme vimos, os transdutores operam sob princípios pelo menos semelhantes aos dos dínamos e motores elétricos; sendo-lhes aplicada energia mecânica geram tensões elétricas e sendo-lhes aplicadas tensões, transformam-nas em energia mecânica. Assim, é natural que se fale em termos da tensão que um microfone possa produzir e da potência que um alto-falante possa absorver. No primeiro caso, quanto menor a tensão de saída, maior a amplificação necessária e, no segundo, aplicando-se a um alto-falante uma potência superior àquela para que foi construído, teremos no mínimo severa distorção. Geralmente a potência dos alto-falantes está especificada pelo fabricante em alguma parte do ímã permanente. Quanto aos fonocaptores, etc., a tensão de saída interessa mais ao projetista de circuitos, que se baseia nos mesmos para elaborar seu projeto. Essa tensão é alternada e é dada em milivolts ou em decibéis, tendo por referência a potência de 0,001 watt sobre 600 ohms, ou seja, 0,77 volts, aproximadamente.

d) Aspectos físicos — Existem no comércio várias marcas de alto-falantes, fonocaptores, etc. Naturalmente o desenho destes dispositivos, bem como em alguns casos a forma de se ligarem ao resto do circuito, varia enormemente, procurando-se assim a obtenção de um melhor desempenho. A consideração desses detalhes é geralmente da alçada do projetista; no entanto, o reparador ou mesmo o usuário podem se ver às voltas com sistemas de encaixe e outros, na hora de trocarem um fonocaptor ou alto-falante. Os microfones, via de regra, ligam-se ao aparelho mediante conectores que, no último dos casos, podem ser substituídos. Fora isso, alguns tipos de transdutores exigem acessórios para funcionarem corretamente, tais como as caixas acústicas dos alto-falantes e outros.

Aspectos práticos — Tipos de transdutores

Conforme havíamos visto antes, os transdutores mais conhecidos são os alto-falantes, fonocaptores ("cristais"), microfones e as cabeças magnéticas de gravação e reprodução de fita. Fora esses, podemos citar as cabeças gravadoras de discos e os dispositivos destinados à gravação e reprodução das trilhas sonoras dos filmes, além de dispositivos especiais, como aqueles utilizados em sonares e outros semelhantes, igualmente raros e cujo uso é confiado a pessoal especialmente adestrado, razão pelo qual não os consideraremos neste artigo. Faremos uma breve análise dos dispositivos mais comuns e, por isso mesmo, de maior interesse, fornecendo as características de cada tipo.

a) Alto-falantes — Destinam-se a transformar as tensões de AF em ondas sonoras, podendo operar pelo princípio eletro-magnético, que é o mais usado, e pelo princípio piezoelétrico, ainda em fase experimental. Os alto-falantes eletro-magnéticos dependem, para seu funcionamento, de um campo magnético que pode ser fornecido por um eletro-ímã ou por um ímã permanente. Os primeiros denominaram-se alto-falantes "de campo" e sua fabricação foi abandonada há cerca de quarenta anos; contudo, ainda podem ser encontrados em receptores de rádio muito antigos. A bobina de campo, responsável pelo campo magnético, fa-

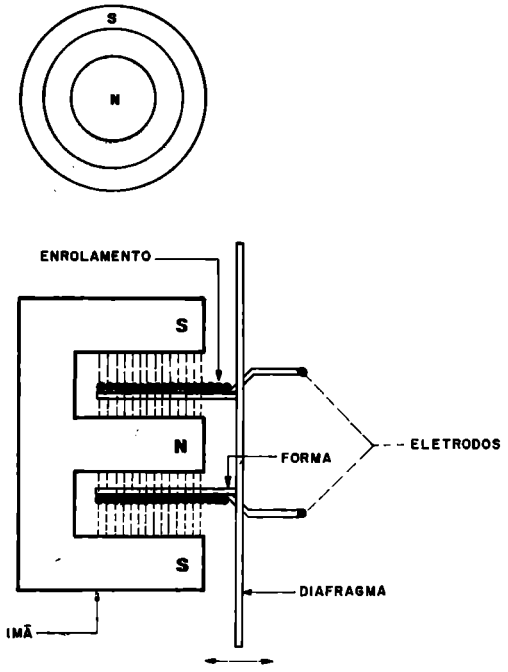


Figura 3

Transdutor eletro-magnético simples.

zia as vezes de choque de filtro na fonte de alimentação. Os alto-falantes usando ímãs permanentes são chamados de "dinâmicos" e até há uns vinte anos atrás, mais ou menos, o diâmetro do cone estava intimamente ligado à potência a manobrar, de modo que eram especificados pelo diâmetro do cone. Atualmente fabricam-se alto-falantes de 6" × 9" capazes de manobrar até 12 watts, ou mais. A fig. 3 esquematiza um transdutor eletro-magnético simples.

Outro aspecto importante dos alto-falantes modernos é a freqüência de operação: existem os tipos chamados de "full-range" capazes de reproduzir satisfatoriamente sons de 20 Hz até 15 kHz, ou mais, e tipos especiais para cada faixa de freqüência, os "woofers", de grande diâmetro e para baixas freqüências e os "tweeters" para freqüências elevadas. Esses exigem um divisor de freqüência que separa os sons segundo suas freqüências para os entregar a cada alto falante.

Sobre as bobinas móveis cabe ainda dizer-se que são fabricadas com as seguintes impedâncias padrão: 3,2 ohms, 8 ohms e 16 ohms. As duas primeiras são mais comuns. Assim, na escolha do alto-falante deve-se considerar: potência, impedância e, conforme o caso, freqüência. O aspecto potência é importante porque, se instalarmos um alto-falante à saída de um amplificador que desenvolva uma potência superior àquela que o alto-falante é capaz de manobrar, teremos, no mínimo, uma grande distorção, podendo, conforme o caso, ocorrer dano do transdutor.

Os alto-falantes piezoelétricos apresentam elevada impedância, excelente resposta de freqüência, não suportam potências elevadas e ainda estão em fase experimental, de sorte que, quando se menciona alto-falante, subentende-se os eletro-magnéticos convencionais.

b) Fones de ouvido — São alto-falantes em miniatura, próprios para manobrar potências muito reduzidas e dotados de dispositivos que permitam ser aplicados aos ouvidos do usuário. Uma fórmula clássica consiste em montar os fones em uma armação que é colocada sobre a cabeça do ouvinte. A peça, geralmente de metal, comprime os fones contra os ouvidos da pessoa, havendo versões que usam um único fone. Outro método consiste em dotá-lo de uma peça que é introduzida no canal auditivo, que sendo bem mais econômica tem larga aplicação atualmente (fig. 4).

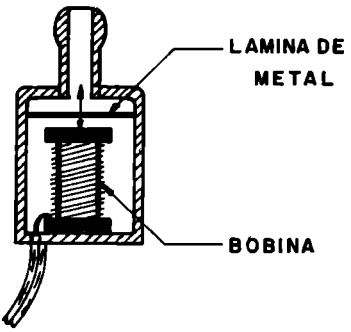


Figura 4

Fone de ouvido simples.

Os fones eletro-magnéticos, em geral, compõem-se de uma bobina sobre a qual é montado um diafragma metálico. Ao ter suas espiras percorridas pela AF a bobina cria campos magnéticos que atraem a chapinha metálica com intensidade variável, formando assim ondas sonoras. Existem fones, no entanto, que permitem uma reprodução de excelente qualidade. Quanto à impedância, os antigos tinham-na elevada, de 5 kΩ ou mais. Os modernos têm as mesmas impedâncias que os alto-falantes, os quais são por eles substituídos momentaneamente. Existem fones de cerâmica que

empregam o princípio piezo elétrico: as tensões de AF são aplicadas a um cristal que, se contorcendo, transmite seu movimento a um diafragma ao qual está mecanicamente acoplado.

c) Microfones — Destinam-se a transformar as ondas sonoras em tensões de AF. Os tipos mais populares são: De cristal — Emprega o princípio piezoelétrico, apresenta tensões de saída da ordem de milivolts, elevada impedância, resposta deficiente e baixo custo. Estas características tornam-no muito usado em comunicações e em serviços de alto-falantes; no primeiro caso a própria legislação limita o canal de áudio às freqüências entre 300 e 3 000 Hz e, no segundo, via de regra, a qualidade da reprodução é sacrificada à potência com baixo custo. É evidente que é um tipo de microfone extremamente popular.

Microfone dinâmico — Usa o princípio eletro-magnético e, à semelhança dos alto-falantes, apresenta baixa impedância, entre 50 e 600 ohms, havendo modelos cuja impedância é ajustável. A pequena tensão de saída é largamente compensada pela excelente resposta de freqüência. É muito utilizado para gravação e em todas as ocasiões em que se exija alta fidelidade. Curiosamente, um alto-falante comum pode funcionar como microfone dinâmico, porém, naturalmente, não com a mesma eficiência. O mesmo ocorre com os fones de cristal.

Microfone a capacitor (ou a condensador) — Andou "sumido por algum tempo para reaparecer embutido nos gravadores de fita; compõe-se de uma câmara sobre a qual é montado um diafragma, sendo ambos eletricamente isolados entre si. As paredes da câmara e o diafragma formam as armaduras de um capacitor, cujo valor oscila sob o efeito das ondas sonoras que empurram o diafragma para dentro e para fora da câmara, aumentando e diminuindo a capacitância. As cargas elétricas são forçadas a um contínuo movimento, gerando correntes de áudio. Naturalmente é necessária a aplicação de uma CC às placas do capacitor. A resposta de freqüência é excelente, o que compensa a pequena tensão entregue ao circuito amplificador.

Microfone a carvão — Semelhante ao anterior, só que a câmara é preenchida com carvão em pó. As vibrações do diafragma comprimem ou descomprimem o pó, fazendo variar a resistência e, portanto, a corrente que atravessa o carvão. Apresenta baixa impedância, resposta deficiente e ruído de fundo. Só encontra alguma utilização em telefonia.

d) Fonocaptores — Destinam-se a recuperar as informações de áudio gravadas nos discos. Os tipos mais populares são os fonocaptores a cristal e os magnéticos.

Fonocaptores a cristal — Compõem o popular "cristal" dos toca-discos. Seu funcionamento se baseia no princípio piezoelétrico. Apresentam impedância bem elevada (1 a 2 MΩ), resposta de freqüência razoável, tensão de saída entre 250 e 1 000 mV e baixo custo. Estes fatores tornaram este tipo de fonocaptor extremamente popular. Além das características acima, corrige automaticamente a curva de gravação dos discos, dispensando circuito equalizador. Pode, perfeitamente, ser ligado à entrada de um amplificador de certa potência sem qualquer pré-amplificação.

Fonocaptores ou cápsulas magnéticas — Funcionam pelo princípio eletro-magnético e à semelhança dos microfones dinâmicos apresentam baixa impedância interna (600 a 1 200 Ω), excelente curva de resposta e pequena tensão de saída (alguns milivolts); exigem para seu uso um circuito pré-amplificador e equalizador. Estas cápsulas têm custo bem mais elevado que as de cristal.

e) Cabeças gravadoras — São o inverso dos fonocaptores; recebem tensões de áudio (AF) que irão mover o estilete que rasgará no disco ondulações correspondentes, efetuando a gravação. Podem funcionar pelos princípios piezoelétrico ou magnético. Devido a injunções mecânicas, certas freqüências são mais acentuadas durante a gravação, o que deve ser compensado na reprodução.

f) Cabeças magnéticas — Têm constituição simples, funcionando pelo princípio eletro-magnético. A impedância interna é baixa, como os fonocaptores eletro-magnéticos e, da mesma sorte, as tensões de

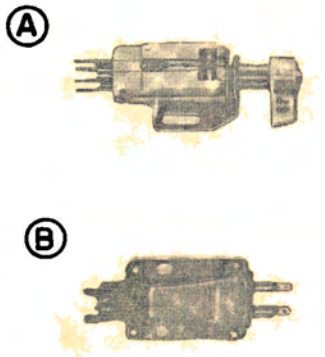


Figura 5

Dois fonocaptores: em (A) um fonocaptor a cristal e em (B) um fonocaptor magnético.

áudio entregues não são muito elevadas. Existem modelos especiais para apagamento de gravações.

De u'a maneira geral, todos os dispositivos piezoelétricos ("a cristal") são sensíveis a choques mecânicos. Os dispositivos eletro-magnéticos são um tanto sensíveis à umidade, que pode deteriorar seus enrolamentos, o que deve ser levado em conta tanto no manuseio como na escolha dos dispositivos a serem usados. O aspecto físico dos transdutores, em geral, pouco revela acerca de sua constituição. Na fig. 5 temos um fonocaptor a cristal e outro magnético. De posse dos dados acima o leitor terá uma idéia do que poderá esperar de cada transdutor e mesmo escolher o sistema mais conveniente para os fins que tiver em mente. Feita a escolha do tipo, resta eleger o modelo, consultando os catálogos dos fabricantes.

Ω

EMBRATEL JÁ EMPREGA COMPUTADOR NA RETRANSMISSÃO TELEGRÁFICA

A partir de 22/02/78 o Brasil passou a utilizar o novo sistema de retransmissão automática de mensagens, que se constitui na mais avançada técnica de comutação telegráfica. O sistema, composto por computadores, que atenderá aos serviços de telegrafia pública internacional e aos serviços compartilhados de retransmissão de mensagens («leased»), também reduzirá sensivelmente os custos operacionais e dará maior velocidade ao serviço.

O conjunto de equipamentos, denominado SICRAM — Sistema Computadorizado de Retransmissão Automática de Mensagens, integra o moderno Centro de Telegrafia Internacional da EMBRATEL, localizado na rua Senador Pompeu, 119, no Rio de Janeiro. O sistema, produzido pela Philips, encontra-se também em mais de 40 centros telegráficos nas principais capitais do mundo, tais como o «General Post Office», de Londres, a «Western Union International», de Nova York, a «Italcable», de Roma e as centrais da Sociedade Internacional de Telecomunicações Aeronáuticas (SITA), em Paris, Roma, Amsterdã e Frankfurt.

O EQUIPAMENTO

O SICRAM compreende processadores Philips DS 714/III para controle de todas as operações do centro, aos quais estão conectadas memórias de núcleos magnéticos com capacidade de armazenar até um milhão de caracteres por processador e equipamentos periféricos de alta e baixa capacidade, como discos e fitas magnéticas, impressora de linha, leitora e perfuradora de fita de papel. O SICRAM dispõe ainda de «concentradores» Philips DS-18, aos quais estão conectados os terminais telegráficos. Os computadores estão instalados no Rio de Janeiro e os «concentradores» estão localizados em São Paulo, Recife, Porto Alegre e Brasília, interligados através de linhas de média velocidade (2 400 bps).

Ao todo, cerca de 600 linhas telegráficas estão conectadas ao centro principal e aos «concentradores» das outras capitais, que podem controlar um tráfego diário de cerca de 116 mil mensagens. No projeto de todas as unidades que compõem o SICRAM, foi empregada exclusivamente a técnica de circuitos integrados. Utilizou-se o sistema «dual», que consiste de dois computadores, com um funcionando em regime integral («on line») e o outro na reserva («hot stand-by»), de modo a garantir uma alta confiabilidade operacional.

OS SERVIÇOS

O SICRAM substitui o atual centro manual de retransmissão, operando automaticamente os serviços de telegrafia pública internacional e o «leased». O sistema, através de seus computadores, recebe o telegrama, armazena a mensagem e, de acordo com uma programação pré-estabelecida (pesquisa de endereços, prioridades, etc.), faz a remessa. Pelo processo que a EMBRATEL utilizou até agora, uma fita perfurada era transferida manualmente de uma tele-impressora que recebia a mensagem para outra máquina que efetuava a transmissão.

No serviço compartilhado de retransmissão de mensagens, todos os programas têm o sigilo da mensagem garantido pelo sistema. As mensagens são processadas em apenas dois segundos e, quando o destinatário for assinante da rede nacional de telex, o telegrama será remetido a ele automaticamente, pois o SICRAM está interligado com essa rede.

AS VANTAGENS

O SICRAM é um sistema bastante avançado que apresenta numerosas vantagens e características operacionais impossíveis de serem encontradas nos sistemas convencionais até agora utilizados. Entre essas vantagens, podem-se destacar: 1) o reconhecimento e a retransmissão das mensagens em «tempo real»; 2) a elaboração automática de relatórios diários e mensais sobre o tráfego de cada terminal e de toda a rede; 3) o arquivamento das mensagens transmitidas, em unidades de discos magnéticos, durante um determinado período de tempo, permitindo a sua recuperação em apenas alguns segundos; 4) a correção automática do formato das mensagens; 5) a alta confiabilidade operacional.

AS FASTs EM ESTADO SÓLIDO

(FONTES DE ALIMENTAÇÃO SEM TRANSFORMADOR EM ESTADO SÓLIDO)

AÉCIO FLAVIO BARALDI SIQUEIRA*

Parte II

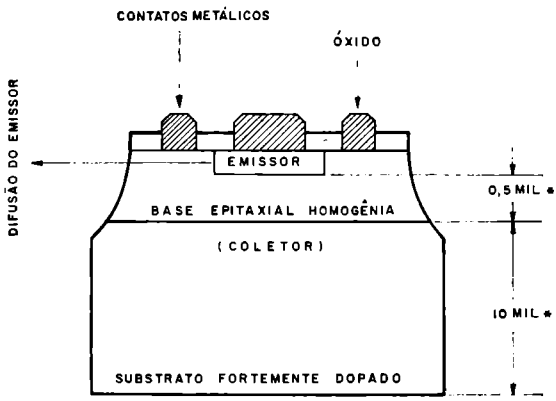
B) OS TRANSISTORES DE POTÊNCIA

B.I.a) GENERALIDADES SOBRE A CONSTITUIÇÃO FÍSICA — estrutura

Nos transistores de potência, a estrutura se refere à profundidade da junção, à concentração e distribuição de impurezas (dopagem) e ao espaçamento das várias camadas do substrato do dispositivo.

Algumas são as estruturas desenvolvidas, umas recentes, outras mais antigas, que suprem diferenças elétricas, capacidade de dissipação de calor e até mesmo quanto ao custo de fabricação do "chip", as quais oferecem certas vantagens ou compromissos de desempenho de funcionamento do componente. Na Tabela II temos as principais estruturas que se avalia sejam, atualmente, construídos os transistores de potência, apresentadas juntamente com algumas vantagens e desvantagens de cada tipo.

Atualmente, a maioria dos transistores de alta tensão para comutação usa a estrutura moderna chamada de múltipla-epitaxial-base, como indica a Tabela II. Descreveremos com algum detalhe esse processo de fabricação por estar especificamente relacionado com o nosso assunto; os demais, sem tanta importância para nós, foram citados como informação suplementar.



* MIL = MILÉSIMA PARTE DA POLEGADA

Figura 4

Estrutura do transistor epitaxial-base.

TRANSISTOR MÚLTIPLO-EPITAXIAL-BASE

A estrutura múltipla-epitaxial-base é similar à epitaxial-base que é mostrada na fig. 4. Ela possui a característica adicional de uma junção epitaxial de alta resistividade para a região do coletor.

* Aluno da FEFAAP

TABELA II

TIPOS DE ESTRUTURA DOS TRANSISTORES DE POTÊNCIA DE SILÍCIO.

ESTRUTURA	VANTAGENS	DESVANTAGENS
Alloy	Geralmente robusta	Baixa velocidade, alto custo
Dupla-difusão mesa	Alta velocidade	Fraca resistência de saturação
Hometaxial-base	Robusta, baixo custo	Baixa velocidade
Dupla-difusão planar	Alta velocidade, baixa perda	Fraca resistência de saturação
Tripla-difusão mesa	Alta velocidade, baixa resistência de saturação	Custo moderado, perda moderada
Tripla-difusão planar	Alta velocidade, baixa perda e baixa resistência de saturação	Custo de moderado para alto
Dupla-difusão epitaxial mesa	Alta velocidade, baixa resistência de saturação	Custo moderado, fuga moderada e menos robusta
Dupla-difusão epitaxial planar	Alta velocidade, baixa perda e baixa resistência de saturação	Alto custo e menos robusta
Epitaxial-base mesa	Velocidade moderada, baixa resistência de saturação	Baixa tensão e fuga moderada
Múltipla-epitaxial-base mesa	Velocidade moderada, baixa resistência de saturação, robusteza e alta tensão	Custo moderado
Dupla-difusão múltipla-epitaxial mesa	Alta velocidade, robusteza e baixa resistência de saturação	Custo moderado e fuga moderada

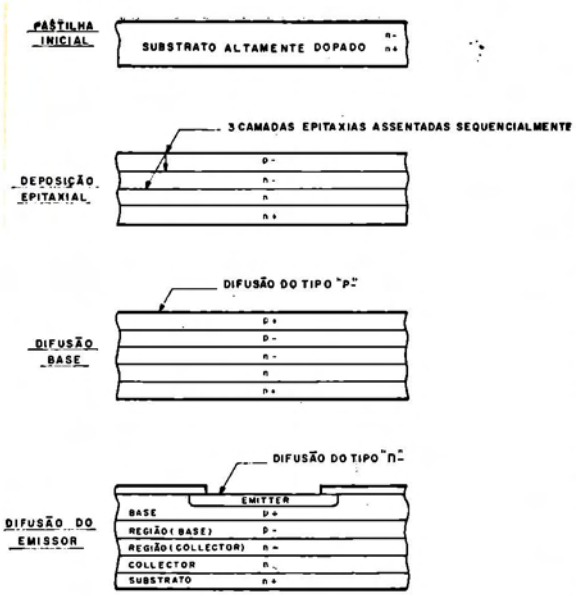


Figura 5

Processamento de uma estrutura «múltipla-epitaxial-base».

O transistor múltiplo-epitaxial-base é fabricado em uma pastilha de silício fortemente dopada com impurezas N ou P, formando alternadamente as junções P-N ou N-P de alta resistividade, assentadas de modo a criar regiões π ou δ entre base e coletor. A área do emissor é, então, difundida nesta estrutura. A fig. 5 móstra os vários estágios no processamento de um "chip" e na fig. 6 temos uma dupla secção transversal de um transistor típico, construído com tal estrutura.

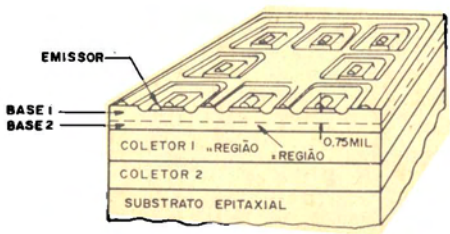


Figura 6

Estrutura de um transistor «múltiplo-epitaxial-base».

As principais vantagens no uso desta estrutura é que ela permite um valor máximo de tensão bastante grande (alto VCE), um bom transporte de corrente e uma boa capacidade de manipulação de potência na região de segunda ruptura ("second breakdown").

O alto limite de tensão que caracteriza estes transistores está ligado com o "suporte" que ocorre nas duas regiões, a da base e a do coletor, quando se aplica a tensão no dispositivo, diferenciando esta estrutura das demais onde o suporte é geralmente feito na região do coletor. O ótimo manejo de corrente resulta do fato de termos uma baixa resistividade no coletor, que permite minimizar o efeito do "fall-off" nas grandes correntes, implicando num alargamento da base. E, por fim, o desempenho do dispositivo quando trabalha próximo da região de segunda ruptura, resulta da moderabilidade no alargamento da região da base e de uma dopagem homogênea e ao mesmo tempo parcial feita em tal região, a qual possibilita mais portadores de carga por difusão ("fan-out") e uma redução na densidade de corrente na junção do coletor onde predomina o efeito do aquecimento.

A principal desvantagem deste tipo de estrutura é o custo relativamente alto, mas que em semicondutores não se pode atribuir uma importância efetiva, pois custo de produção está intimamente ligado à quantidade de produção do componente.

B.I.b) GEOMETRIA

Poucos conhecem o que é a geometria e qual a sua importância no rendimento final do funcionamento de um transistor. Basicamente, quando se refere à geometria, associa-se a ela a topografia do "chip". E pode-se afirmar seguramente que a geometria, juntamente com a estrutura, estabelece as propriedades fundamentais dos transistores: elétricas, térmicas e econômicas.

A premissa básica que se segue na maioria dos projetos de geometria para transistores de alta potência é u'a maior manipulação de corrente por unidade de área. Para esta condição, tem que se levar em conta o baixo custo, desde que não prejudique o rendimento final de funcionamento do dispositivo, o que já não acontece nos transistores de alta freqüência, onde o preço final da "obra" está relegado a planos inferiores, pois pretende-se obter nas altas freqüências uma alta velocidade de operação e, também, o mínimo possível de área disponível na pastilha.

As primeiras geometrias desenvolvidas eram caracterizadas por formas simples, dimensões com grandes tolerâncias e pouca utilização das regiões ativas. Com o crescente desenvolvimento

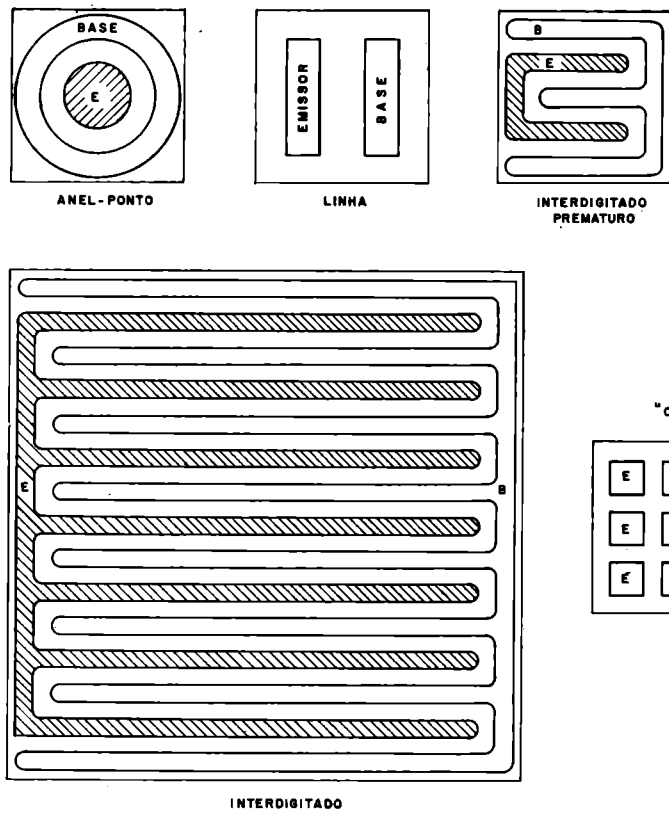


Figura 7

Geometrias típicas nos desenvolvimentos dos transistores.

da técnica de fabricação de transistores, estes defeitos iniciais foram sendo corrigidos, e hoje ela é totalmente baseada em projetos ("design") avançados, utilizando películas extremamente delgadas e dimensões micrométricas.

Nos transistores de potência de silício, um grande fluxo de corrente é o maior responsável pela redução do hFE. A periferia do emissor é um fator crucial para reduzir o ganho de corrente. A tecnologia moderna, entretanto, encontrou um meio de produzir mais que 10 polegadas de periferia em menos que 0,050 polegada quadrada de área de superfície.

A fig. 7 mostra o desenvolvimento das geometrias nos processos de fabricação dos transistores. A "ring-dot" foi a primeira geometria desenvolvida e, atualmente, está por completo ultrapassada, pela baixa periferia que apresenta. A "overlay" e "interdigitated" são os processos geométricos mais recentes e de maior desenvoltura técnica.

B.I.c) ENCAPSULAMENTO

Três operações básicas envolvem o encapsulamento do "chip"* do transistor: fixação do "chip" na cápsula ou abrigo externo do transistor, conexão dos contactos do emissor e base com os terminais ("leads") externos e formação dos contactos metálicos ou, se preferirem, "metal-ohmic transistor contacts".

Para todas estas operações foram desenvolvidos métodos especiais, mas que não cabe aqui citar, pois foge completamente do que estamos desenvolvendo. Entretanto, é oportuno observar que todos estes métodos possuem vantagens e desvantagens que envolvem desde custos de produção até u'a melhor adaptação à capacidade de dissipação de calor do transistor depois de pronto.

O efeito das temperaturas excessivas nos materiais utilizados no encapsulamento constitui fa-

---

*** A palavra "chip" (cuja tradução pode ser lasca, fragmento, fatia, etc.) é mais usada para designar as pastilhas já processadas dos circuitos integrados. Para transistor, a literatura técnica especializada costuma referir-se a "pellet" (pílula) para indicar a pastilha processada e pronta para o encapsulamento. Adotamos "chip" por ser mais difundida, embora não se possa dizer que seja absolutamente correto.**

tor importante no mecanismo de desgaste do transistor. Pode haver reações químicas indesejáveis entre os materiais utilizados no processamento do "chip", dando origem a novos produtos, os quais podem alterar de maneira significativa aquelas características que são fornecidas no manual do fabricante. Por exemplo, a resistência térmica entre a junção ("chip") e a cápsula metálica pode se alterar devido à fusão de materiais, conduzindo-a a um valor mais alto que o especificado nos manuais e isto causará uma aceleração no processo de desgaste, reduzindo consideravelmente a vida útil do componente.

Nas FASTs em estado sólido daremos uma especial atenção ao problema do efeito das altas temperaturas e, conseqüentemente, à dissipação de calor, por constituirem fatores de relevante importância, e que nas FASTs limita tremendamente seu desempenho final, reduzindo portanto a sua possibilidade de utilização ou emprego absoluto em todos os ramos da Eletrônica.

B.II) ASPECTOS DOS PARÂMETROS MAIS IMPORTANTES

Faremos, neste item, um resumo de como trabalhar com os parâmetros mais importantes que devem ser conhecidos com alguma profundidade para conduzir o transistor a um correto funcionamento dentro do circuito projetado. Quantas vezes se projeta um circuito com o máximo cuidado, atendo-se aos mínimos detalhes e, na hora dos testes de laboratório ou do "vamos ver", ficamos completamente decepcionados! Às vezes mal chega a funcionar ou, em outras, funciona bem durante um curto período e depois... Em Eletrônica, infelizmente, é assim: é preciso testar, testar e experimentar tantas vezes quantas forem possíveis ou necessárias.

Nas FASTs, as coisas não poderiam ser diferentes, e no início foram bastante dificultosas, Eletrônica, infelizmente, é assim: é preciso tessenvolver um assunto em verdadeiro "tirocínio".

O maior problema a ser solucionado nos projetos de FASTs em estado sólido é o do super-aquecimento dos transistores e, conseqüentemente, a melhor maneira de fazer a dissipação de calor. Como não existe muita alternativa para este aspecto, ou as FASTs se reduziriam a um número muito pequeno de aplicações ou, numa segunda opção, nos aprofundaríamos nos conceitos que poderiam minimizar este efeito negativo.

B.II.a) A "SOAR" — ÁREA DE OPERAÇÃO SEGURA

Um número de fatores como o da segunda ruptura ("second breakdown"), capacidade de dissipação de calor, valores máximos de corrente e tensão, e temperatura crítica afetam o desempenho dos transistores de potência nos seus muitos circuitos de aplicações. Estes fatores definem a área de operação segura "SOAR", que indica o máximo produto de tensão e corrente a que um transistor pode ser submetido em um circuito de operação constante ou pulsada.

O gráfico da fig. 8 representa a SOAR típica dos transistores de potência e alta tensão, mais especificamente os do tipo 2N6510 a 2N6514, fabricados pela RCA no Brasil. Baseados neste gráfico, passemos a descrever os parâmetros que caracterizam a SOAR, fixando sempre os aspectos mais importantes para a aplicação nas FASTs.

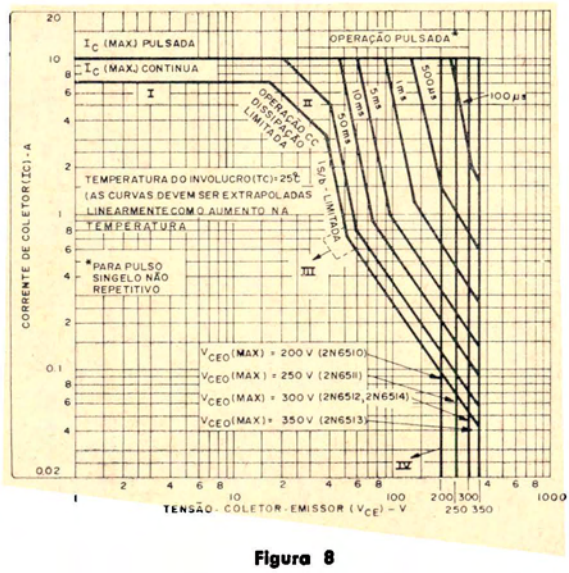


Figura 8

Característica SOAR para os transistores de potência e alta tensão 2N6510 a 2N6514.

Neste gráfico, percebe-se que a área está subdividida em duas regiões distintas; uma, para a operação em regime constante ("DC operation") ou operação em corrente contínua, que é representada pela área menor, 1; é delimitada pelas retas que se encontram mais próximas dos eixos (X e Y). Em extensão, esta área se expande para uma região maior, onde o transistor pode operar em regime pulsado ("pulse operation"), que neste gráfico, especificamente, é para pulsos únicos não repetitivos. Percebam que

existem várias retas que delineam estas áreas, Cada reta é representativa da área que caracteriza a duração do pulso, geralmente um degrau, que pode ser aplicado ao componente. Por exemplo, a reta de 10 ms indica que é possível exceder-se as limitações de VCE e Ic impostas ao transistor, até aquela região, quando ele é submetido a um degrau cuja duração seja de 10 ms. Para uma aplicação mais direta do gráfico, o transistor 2N6510 pode suportar durante 1 ms uma tensão VCE de 200 V e uma corrente de coletor de 0,7 A.

Existe ainda a possibilidade de se traçar curvas para a operação pulsada com pulsos repetitivos. Nas FASTs em estado sólido os transistores de potência de saída trabalham neste regime. Lembrem-se que nas retificações de onda completa os valores de pico da tensão (Vp ou Vm) se repetem a cada 1/120 Hz ≅ 8,3 ms, e nas retificações de meia onda a cada 1/60 Hz ≅ 16,7 ms. Como o transistor de potência de saída é o elo de ligação entre esta tensão retificada e a tensão de saída, que geralmente tem um baixo nível de potencial, a junção coletor-emissor destes transistores está submetida então, periodicamente, a picos de tensão e corrente que podem, dependendo do projeto, ultrapassar os limites de operação segura.

Portanto, apesar de nos interessar particularmente este regime de operação, não descreveremos o método que permite traçar as retas que delimitam a área. O primeiro motivo é que este método é encontrado com certa facilidade na literatura técnica que trata do assunto, e o segundo é porque procuraremos trabalhar com o transistor sempre dentro da região de operação CC para se dar a ele uma adequada tolerância de funcionamento.

Continuando a descrição geral da SOAR, acompanhando a representação da fig. 8, temos: a reta I representa o limite máximo da corrente de coletor do transistor, a reta II a potência máxima a que o transistor pode ser submetido, a reta II delineia o limite da região da segunda ruptura e a reta IV o limite de tensão VCE a que o transistor pode ser submetido.

Procuremos entender agora os motivos que levam um transistor em funcionamento dentro de certo dispositivo, aos fenômenos da segunda ruptura. Em todos projetos de alta potência deve-se dar uma atenção especial a esse fenômeno, e nas FASTs, principalmente, ele será levado a um plano prioritário, pois os transistores de saída estarão sempre trabalhando em regiões próximas da segunda ruptura.

B.II.b) CONSIDERAÇÕES SOBRE A SEGUNDA RUPTURA

A segunda ruptura é, em potencialidade, um fenômeno destrutivo que pode ocorrer em todos os transistores de potência que estejam trabalhando no limite de tensão e corrente, ou em regiões próximas a ele. Resumindo, o que ocorre é o seguinte: quando o transistor chega próximo da segunda ruptura devido a uma elevada densidade de corrente dentro da pastilha, há uma regeneração térmica local, implicando em uma zona de temperatura excessiva, seguida da "diminuição" na capacidade de suportar a ten-

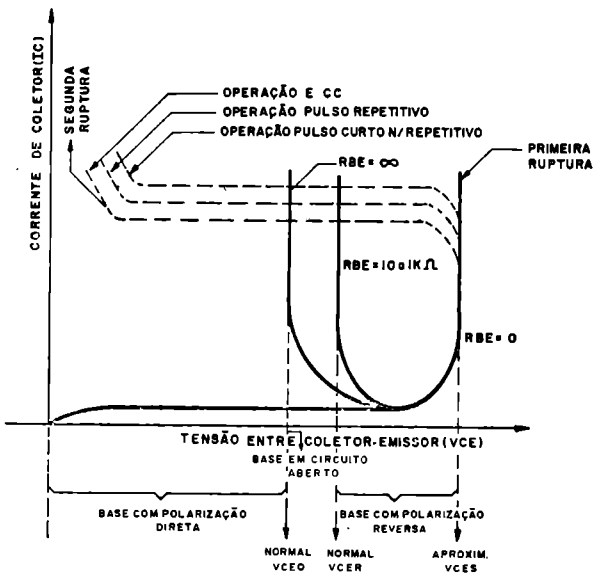


Figura 9

Características de tensão da primeira e segunda ruptura.

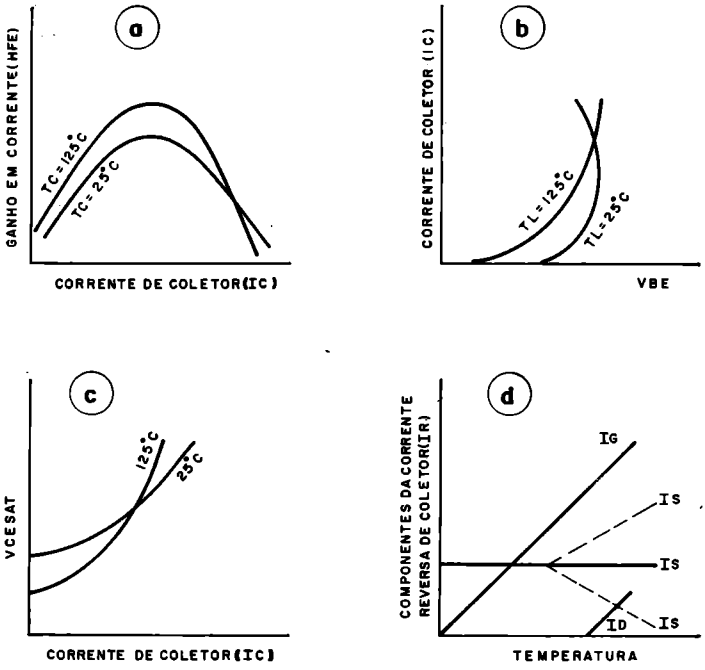


Figura 10

Variação nos parâmetros mais importantes em função do incremento de temperatura.

são aplicada. Essa tensão de ruptura é bem inferior à que o transistor estava anteriormente submetido, daí o fato de ser um fenômeno altamente destrutivo. A baixa tensão que ele suporta na junção coletor-emissor resulta da geração térmica de pares portadores de carga (lacunas e elétrons) devido às altas temperaturas "localizadas", as quais alteram significativamente a condutibilidade do semicondutor.

Os mecanismos que conduzem à segunda ruptura são os seguintes: se um transistor trabalha com algum valor pequeno de Ic, tal que Ic . VCE < PTOTmax, e com VBE próximo a zero, então se VCE aumenta progressivamente, observar-se-á um repentino aumento de Ic para uma determinada tensão. Este é um exemplo do fenômeno de avalanche ou da primeira ruptura. O fato pode ser explicado se considerarmos a influência de VCB em hFB. Esta corrente proporcionada e a conseqüente dissipação de potência permanecem, geralmente, em níveis baixos. Portanto, a ruptura em estado de avalanche não é, normalmente, um fenômeno prejudicial.

Agora, se a corrente de coletor for aumentando gradativamente, após a ruptura em avalanche, observar-se-á uma segunda ruptura. Isto se reconhece devido a uma inversão repentina da característica Ic/VCE (veja a fig. 9), o que inevitavelmente causa danos ao transistor, que geralmente pode alcançar a condição de segunda ruptura sem passar pela ruptura em avalanche.

Voltando a um relacionamento com a nossa teoria, este era um fenômeno observado tipicamente nas primeiras experiências realizadas com as FASTs. Depois da inclusão do dispositivo de ceifamento ("clipping"), que se deveu exclusivamente aos efeitos negativos causados pelo fenômeno, pudemos portanto eliminá-lo. Então, nos projetos das FASTs em estado sólido, devemos sempre ter em mente que:

VCE alto (e/ou) Ic grande (e/ou) T junção ═ ═ segunda ruptura

B.II.c) EFEITO DA TEMPERATURA NOS TRANSISTORES DE POTÊNCIA

As características dos transistores variam com mudanças na temperatura. Em vista disso, um projeto que pretenda ser confiável em todos os níveis, deve ter os seus circuitos eletrônicos operando com uma grande margem de segurança no tocante às alterações térmicas. E, especificamente, nos transistores de potência, deve ter importância vital, principalmente porque já sabemos que a segunda ruptura é um fenômeno típico de disparo térmico.

Nos manuais dos transistores de potência existem vários gráficos que definem com bastante precisão alguns parâmetros que são afetados com

as alterações térmicas. A fig. 10 nos mostra os principais gráficos encontrados em tais manuais.

O gráfico a mostra o efeito da temperatura no ganho dos transistores de potência de silício, como dependência, sobretudo, do nível de fluxo da corrente de coletor. Para pequenas correntes, o ganho de corrente (hFE) aumenta com a temperatura ascendente; entretanto, para grandes valores de corrente, hFE pode aumentar ou decrescer, porque ele é função de uma série de componentes. A fig. b mostra o efeito das mudanças de temperatura na tensão entre base e emissor (VBE) dos transistores. Dois fatores, a resistência de base (rbb') e a altura da barreira de potencial na junção base-emissor (VBE') influenciam a tensão VBE. A fig. 10-c mostra como a tensão de saturação entre coletor e emissor (VCEsat) é afetada com mudanças na temperatura do transistor. Dois fatores influenciam: a resistividade do coletor (ρC) e o ganho em corrente contínua (hFE). E, finalmente, o gráfico da fig. 10-d mostra a influência da temperatura sobre a corrente de fuga. Esta corrente é resultante de três componentes, relacionadas através da seguinte equação:

$$IR = ID + IG + IS$$

onde ID é a corrente de difusão ou de saturação e resulta de portadores que se difundem na junção coletor-base, e são acelerados através da zona de depleção. Até temperaturas de 160°C ela pode ser considerada desprezível. A componente IG resulta da geração de portadores de carga que são criados pelo fluxo da ID através da zona de depleção. Esta componente aumenta rapidamente com a temperatura. O termo IS representa a corrente de fuga de superfície que é causada por uma inversão local, através da canalização de íons. Esta componente é dependente de vários fatores e sua variação com mudanças de temperatura é difícil de ser prevista. Mas, de u'a maneira geral, admite-se que para os transistores de potência de silício a corrente reversa de coletor "dobra a cada 10°C de aumento na temperatura".

Existe uma infinidade de expressões, desde aquelas utilizando o fator de estabilidade S até equações diferenciais que prevêem se um transistor está ou não estabilizado termicamente dentro de um circuito. Nós, particularmente, não vamos nos valer de nenhuma destas equações, pois utilizaremos um gráfico bastante importante e que é sempre oportunamente divulgado pelo fabricante do componente, junto com as curvas características nos manuais.

Este gráfico é conhecido como "derating power curve" ou o gráfico da redução na capacidade normal de dissipação de potência dos transistores. Para o leitor mais ávido de explicações, justificamos a utilização desta curva, ao invés das equações a que nos referimos, porque é simples e traz resultados satisfatórios, e sobretudo porque é fornecida pelo fabricante do componente que, ao traçá-la, levou em consideração uma série de fatores, de tal forma que englobassem todos os parâmetros que variam em função da temperatura, mais especificamente aqueles citados há pouco no artigo. Além do mais, esta curva é u'a média de várias outras traçadas com componentes "amostras" retirados de vários lotes de produção e não especificamente a curva de apenas um transistor, o que nos dá u'a margem de segurança muito maior.

A fig. 11 mostra a curva típica do declínio de dissipação para transistores que estejam operando com temperaturas do invólucro superiores a 25°C. O limite Is/b (corrente de polarização da região de ruptura) é de declínio menos acentuado com o aumento de temperatura do que o declínio para transistores operando dentro da região segura. A explicação é simples: o montante total da concentração de corrente nos transistores operando no limite da segunda ruptura é menos severo do que naqueles operando em condições normais. Isto vem reforçar a afirmação de que não basta utilizar apenas este gráfico para solucionar todos os problemas de dissipação de calor. É preciso tomar uma série de outras medidas que serão analisadas nos itens subseqüentes.

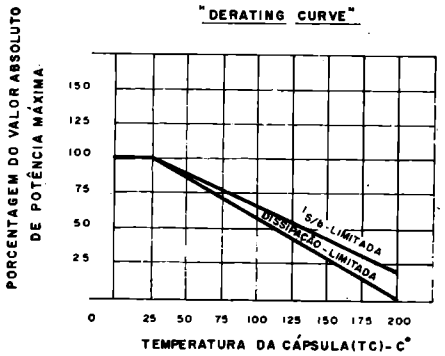


Figura 11

Curva típica do declínio de dissipação de potência ou depreciação de potência máxima.

Nas FASTs, porque os transistores de saída estarão trabalhando dentro da SOAR e não no limite de Is/b, utilizaremos a reta menos incli-

TABELA III

NÚMERO DE CICLOS TÉRMICOS REQUERIDOS NAS APLICAÇÕES TÍPICAS DE TRANSISTORES DE POTÊNCIA.

Aplicação	Circuito	PT (W)	ΔTC (°C)	Mínimo tempo de vida útil requerido pelo equipamento (anos)	Valor absoluto máximo de ciclos térmicos requeridos (ciclos)
saída de áudio de auto-rádio	classe A	8	75	5	5 000
	classe AB	2	45	5	5 000
fontes de alimentação	regulador série	50	65	5	5 000
	regulador chaveado	15	65	5	5 000
amplificador de áudio HI-FI	classe AB	35	50	5	5 000
fontes de alimentação de computadores	regulador série	50	65	10	10 000
equipamentos periféricos de computadores	"driver" solenóide	5	5	10	$1{,}3 \cdot 10^8$
televisão	saída vertical	10	75	5	5 000
	saída de áudio	8	75	5	5 000
modulador sonar	amplificador linear	100	55	10	$144 \cdot 10^3$

nada e que dá, justamente, uma porcentagem menor de dissipação de potência total. A "derating curve" deve sempre ser utilizada em íntima comunhão com a SOAR.

B.II.d) O DESGASTE TÉRMICO

As constantes variações térmicas a que estão submetidos os transistores de potência nos seus diversos circuitos de aplicação provocam o que se chama de "stress cíclico mecânico", que nada mais é do que uma redução da vida útil do componente. Este "stress" é causado pelos diferentes coeficientes de dilatação térmica dos diversos materiais que compõem o processamento do transistor e, principalmente, do contacto da superfície do "chip" com a cápsula metálica.

Os transistores de potência estão sujeitos ao desgaste térmico em praticamente todas aplicações. A Tabela III relaciona exemplos de ciclos térmicos que são requeridos para um funcionamento prolongado dos transistores de potência de silício em aplicações típicas.

A RCA desenvolveu um sistema capaz de prever a vida útil de um componente através do número de ciclos térmicos que forem necessários para uma determinada dissipação de potência. Este sistema foi desenvolvido experimen-

talmente e é representado matematicamente através da equação modelo, dada abaixo, a qual chamaram "equação mecânica de energia ativada":

$$N = Ae^{(\gamma o/\Delta T)}$$

onde **N** é o número de ciclos térmicos representativos de vida útil do componente. Através da Tabela III pode-se fazer uma comparação entre o número de ciclos térmicos e a vida útil do componente, dada em anos, dentro de cada circuito de aplicação. **A** é uma constante do sistema. γo é uma constante proporcional ao mecanismo de ativação ou simulação de energia, utilizado para produzir a avaria do componente e **T**, que é proporcional ao suprimento de energia, resulta da mudança de temperatura na superfície de contacto entre "chip" e encapsulamento.

O MAPA TÉRMICO ou "Thermal-Cycling Rating Chart", visto na fig. 12, é a tradução gráfica da equação acima, traçado com algumas retas que representam as diversas magnitudes na mudança de temperatura do encapsulamento. Não é nem preciso citar que o uso deste gráfico é extremamente oportuno no sentido de se verificar ou de se prever a vida útil que o componente terá, dissipando um certo montante de energia, que no mapa está representado em ordenada, através da dissipação máxima de potência; ou então para se maximizar o desempenho geral do circuito projetado, prevendo-se qual o melhor ΔT de acréscimo na temperatura de junção em função da máxima potência que o componente irá dissipar, etc.

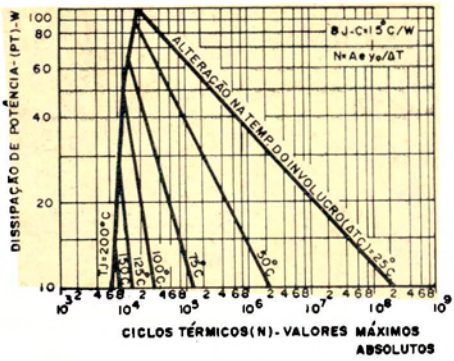


Figura 12

Típico mapa térmico para reguladores de tensão série de fontes de alimentação — sistema desenvolvido pela RCA.

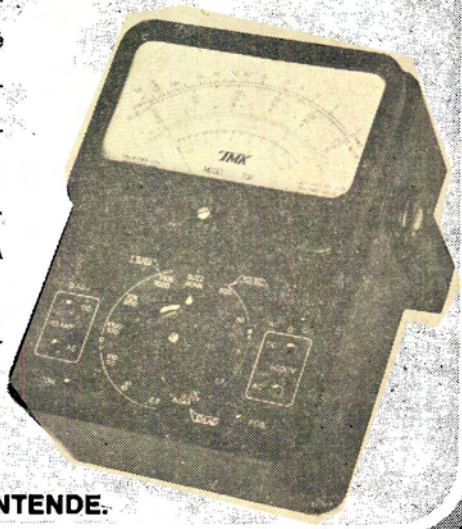
(cont. no próx. número)

TMK

TMK-700 — UM ANALIZADOR COM OPINIÃO.

De alta sensibilidade, este aparelho executa medições de corrente alternada ou contínua, até 10A. Mede também voltagem até 5.000V.
Sua robustez e portabilidade permitem seu uso até em condições que nem sempre são as ideais.
Além destas vantagens, este aparelho fornece sempre a mesma leitura em qualquer posição.
Vá conhecê-lo. Ele se encontra pronto para ser demonstrado em todas as casas do ramo.

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS:
CC. Volts: 0-0, 25-2, 5-10-50-100-250-1000-5000V. (20.000 ohms/volt)
CC. Ampéres: 0-50 microA; 0-0, 5-5-50-500mA; 0-10A
CA. Volts: 0-2, 5-10-50-100-250-1000-5000V. (4000 ohms/volt)
CA. Ampéres: 0-0, 5-5-50-500mA; 0-10A
Ohms: x1, x10, x100, x1K, x10K, (30-300-3000-30K-300K no centro)
Decibeis: -10 até 42 dDm em 4 escalas
Dimensões: 192 x 142 x 100 mm
Acompanha um par de cabos e instruções de uso.



ALTA TECNOLOGIA
JAPONESA A SERVIÇO DE QUEM ENTENDE.

Utilização do Gerador Padrão de Barras Coloridas

João Michel *

O gerador padrão de barras coloridas é um utilíssimo instrumento na bancada do técnico reparador. Embora o nome diga apenas "gerador de barras coloridas", esse instrumento gera vários tipos de padrões coloridos ou em branco e preto, servindo portanto para ajuste ou reparo de televisores a cores e também em branco e preto.

Uma das vantagens desses geradores é gerar uma imagem padrão estacionária, isto é, parada na tela, sem mudanças esporádicas e constantes, como acontece normalmente com uma cena transmitida por determinada emissora. Torna-se, geralmente, muito difícil analisar a imagem de um televisor, observando a cena que é transmitida por uma emissora. A cena muda constantemente de forma, não dando tempo para analisarmos a sua qualidade. Uma diferença de recepção entre as várias emissoras não permite julgarmos a verdadeira qualidade apresentada pelo receptor que está sendo observado.

Um gerador pode fornecer uma imagem padrão de boa qualidade e estável na tela do receptor, permitindo uma real análise da qualidade apresentada. O gerador padrão de barras coloridas é essencialmente um gerador de sinais que produz um sinal dentro da freqüência de um dos canais de TV.

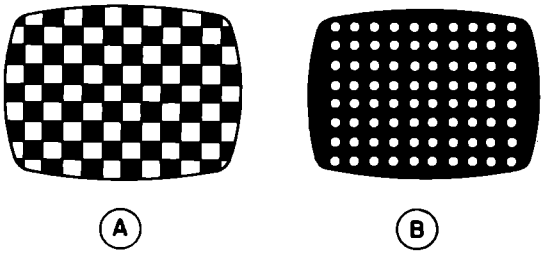


Figura 1

Padrão de xadrez e de pontos.

A freqüência de saída é ajustável de tal forma que o gerador possa ser selecionado para um canal qualquer que no momento não esteja operando. Um caso típico é selecionar o gerador para o canal 3 ou 9 em regiões onde não há emissora operando nessa freqüência.

A modulação no gerador é tal que o mesmo possa produzir padrões de cor ou branco e preto, que venham ter a maior utilidade possível no ajuste ou reparo de qualquer televisor. As figs. 1, 2, 3 e 4 mostram uma variedade de padrões que são oferecidos pela maioria dos geradores.

Ruído ou sinal?

Um dos maiores problemas enfrentados pelo técnico reparador refere-se à decisão a respeito de uma imagem ruidosa, ou seja, com "chuvisco". Como saber se o ruído provém do próprio receptor ou se, na realidade, é o sinal que chega muito fraco ao receptor? Em muitas áreas o sinal é fraco a tal ponto que se torna necessário um bom sistema de antenas para obtenção de imagem com regular qualidade. Às vezes o técnico reparador recebe um chamado para atender a um cliente que reside em uma área onde a recepção não pode ser considerada como ruim de uma forma generalizada, isto é, alguns receptores recebem bem a uma determinada emissora, enquanto outros têm grau "regular" de re-

* Professor do SENAI

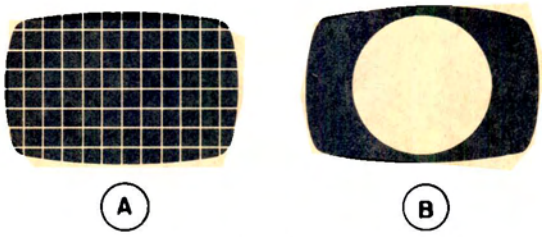


Figura 2

(A) Padrão de linhas cruzadas.
(B) Padrão círculo.

cepção para essa mesma emissora. O cliente que pede a presença do técnico reclama justamente de uma imagem ruidosa quando da recepção de um ou dois canais. Qual será a atitude correta que deve tomar o técnico frente a um problema como esse? Onde estaria o defeito? No receptor ou numa falha dentro do elo de comunicação entre transmissor e receptor? Se o técnico disser que o defeito se situa no sistema de antena ou na má recepção, o cliente poderá estar disposto a gastar grande soma com a instalação de um melhor sistema de antena, contanto que o seu canal preferido seja bem recebido. Mas, e se o defeito se situa não no sistema de antena ou na má recepção, mas sim dentro do próprio receptor? Qual não será a situação de um técnico que, depois de fazer um cliente gastar grande soma para instalação de novo sistema de antena, observa que seu diagnóstico foi errado? Não houve o mínimo resultado. Antes tivesse tentado verificar o receptor para ver se não havia algum defeito no seletor de canais ou na FI.

É numa situação como essa que um gerador padrão poderia evitar muito dissabor e a perda de um bom cliente. Com um bom jogo de ensaios, aplicando o gerador padrão a vários modelos de receptores e usando cada um dos padrões fornecidos pelo gerador, o técnico poderá estar preparado para diagnosticar uma grande quantidade de falhas, simplesmente observando como os vários padrões são apresentados na tela do receptor.

Convergência

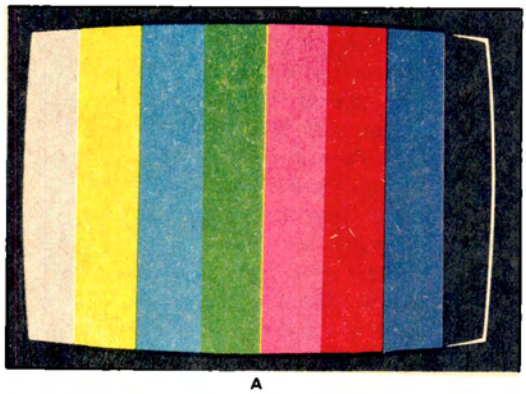
O uso mais comum de um gerador padrão está no ajuste de convergência de um TVC. A imagem sobre a tela de um televisor a cores é formada por três feixes de elétrons, cada um dos quais deve produzir uma das três cores primárias, vermelho (R), verde (G) e azul (B). Quando o conjunto de convergência é ajustado corretamente, o feixe eletrônico vermelho produz somente luz vermelha ao incidir sobre a tela. O feixe verde produzirá somente luz verde e o feixe azul somente luz azul.

A luz branca é produzida por uma combinação adequada das luzes vermelha, verde e azul. Se os três feixes não estiverem convergindo "propriamente", as três cores não estarão se superpondo adequadamente e o resultado será uma imagem com cores resultantes incorretas.

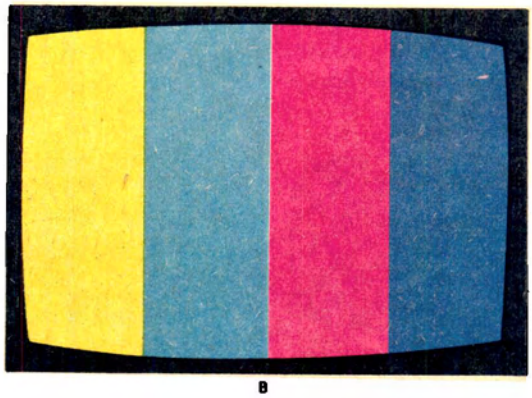
Todo televisor a cores possui dois jogos de ajuste para convergência. Um deles faz o ajuste de convergência estática e é composto geralmente de quatro peças para ajuste. O outro jogo é chamado de convergência dinâmica e contém geralmente doze peças de ajustes.

O sistema de convergência estática afeta somente a convergência dos três feixes na região central da tela, enquanto que o sistema de convergência dinâmica terá seu efeito próprio sobre as regiões periféricas ao redor da tela.

A melhor forma de ajustar a convergência estática é selecionar o gerador padrão para inje-



A



B

Figura 3

Padrões de barras coloridas.

ção de sinal padrão de pontos como aquele que aparece na fig. 1-B, e ajustar a convergência estática focalizando a atenção sobre a parte central da tela do receptor. Quando a convergência estática estiver corretamente ajustada, os pontos situados na região central da tela deverão apresentar-se brancos ou bem próximo disso.

Os padrões mostrados nas figs. 1-A e 2-A também podem ser utilizados para ajuste de convergência estática. Quando for usado o padrão xadrez, como aquele da fig. 1-A, as partes brancas da imagem estarão inteiramente brancas e as partes pretas estarão inteiramente pretas se a convergência estiver corretamente ajustada. Colorações verdes, azuis ou vermelhas demonstram uma convergência mal ajustada. Note que estamos falando a respeito da convergência estática e, portanto, nossa atenção continua sendo voltada para a parte central da tela. O padrão da fig 2-A apresentará linhas completamente brancas com uma boa convergência.

A convergência dinâmica poderá ser ajustada utilizando os mesmos padrões referidos, somente que, neste caso, nossa atenção estará voltada para as regiões em toda volta da tela. O critério observado será o mesmo que aquele para ajuste de convergência estática.

Qualquer ajuste de convergência é feito com um padrão em branco e preto. Um padrão colorido não apresentaria recursos para ajuste de convergência. Falta de convergência mostra figuras da imagem que se apresentariam originariamente em preto ou branco, com contornos, de qualquer das três cores, vermelha, verde ou azul. Toda vez que se pretenda efetuar um bom ajuste de convergência deve-se seguir as indicações feitas pelo fabricante do televisor.

Padrão de barras coloridas

Os padrões mostrados nas figs. 3-A e B podem ser utilizados para a verificação de alguma falha em qualquer dos circuitos que manipulam sinais de cor. Além de possibilitar um julgamento a respeito da qualidade de reprodução da cor, um padrão de barras como o da fig. 3 pode ser de muita ajuda no ajuste dos vários circuitos de cor de um televisor.

Um bom registro de cor pode ser verificado injetando se no receptor um padrão de barras coloridas e diminuindo-se o controle de saturação de cor do receptor ao mínimo, isto é, até que a imagem não mostre mais as barras coloridas, mas, em lugar delas, barras cinzas. A seguir, aumenta-se lentamente o controle de saturação de cor, observando-se as barras que novamente tornam-se coloridas. À medida em que se aumenta lentamente o controle de saturação, as cores devem reaparecer claras e suaves e devem cair exatamente sobre as barras. Se a cor é desviada para um dos lados das barras, o registro de cor do receptor não é correto; isto é causado por algum componente defeituoso.

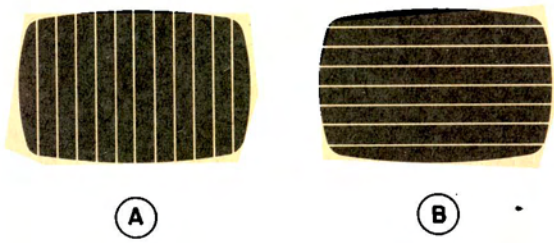


Figura 4

(A) Padrão de linhas verticais.
(B) Padrão de linhas horizontais.

A qualidade da cor na tela pode ser observada melhor olhando-se uma barra constituída por mais de uma cor; por exemplo, a barra de cor magenta, que é originada pela mistura das cores azul e vermelha e que aparece como a quinta contando-se da esquerda para a direita na fig. 3 A. A cor deve ser uniforme através da barra, sem franjar nos eixos.

Ajuste de linearidade

Para boa apresentação de uma imagem, a deflexão vertical e a deflexão horizontal devem ser lineares. Se os ajustes de linearidade não estiverem corretamente ajustados, ou se existir algum defeito num circuito de deflexão, a forma dos objetos apresentados na imagem será distorcida.

Os padrões de linhas apresentados na fig. 4 ou o padrão de círculo da fig. 2-B podem ser utilizados para comprovar o estado de um circuito de deflexão. Um espaçamento desigual entre as linhas da fig. 4-A demonstra uma falta de linearidade na deflexão horizontal. O mesmo sintoma ocorrido quando da apresentação das linhas do padrão da fig. 4-B demonstra falta de linearidade na deflexão vertical.

Num próximo artigo daremos mais informações a respeito da utilização do gerador padrão de barras coloridas.

(cont. no próx. número)

ção de sinal padrão de pontos como aquele que aparece na fig. 1-B, e ajustar a convergência estática focalizando a atenção sobre a parte central da tela do receptor. Quando a convergência estática estiver corretamente ajustada, os pontos situados na região central da tela deverão apresentar-se brancos ou bem próximo disso.

Os padrões mostrados nas figs. 1-A e 2-A também podem ser utilizados para ajuste de convergência estática. Quando for usado o padrão xadrez, como aquele da fig. 1-A, as partes brancas da imagem estarão inteiramente brancas e as partes pretas estarão inteiramente pretas se a convergência estiver corretamente ajustada. Colorações verdes, azuis ou vermelhas demonstram uma convergência mal ajustada. Note que estamos falando a respeito da convergência estática e, portanto, nossa atenção continua sendo voltada para a parte central da tela. O padrão da fig 2-A apresentará linhas completamente brancas com uma boa convergência.

A convergência dinâmica poderá ser ajustada utilizando os mesmos padrões referidos, somente que, neste caso, nossa atenção estará voltada para as regiões em toda volta da tela. O critério observado será o mesmo que aquele para ajuste de convergência estática.

Qualquer ajuste de convergência é feito com um padrão em branco e preto. Um padrão colorido não apresentaria recursos para ajuste de convergência. Falta de convergência mostra figuras da imagem que se apresentariam originariamente em preto ou branco, com contornos, de qualquer das três cores, vermelha, verde ou azul. Toda vez que se pretenda efetuar um bom ajuste de convergência deve-se seguir as indicações feitas pelo fabricante do televisor.

Padrão de barras coloridas

Os padrões mostrados nas figs. 3-A e B podem ser utilizados para a verificação de alguma falha em qualquer dos circuitos que manipulam sinais de cor. Além de possibilitar um julgamento a respeito da qualidade de reprodução da cor, um padrão de barras como o da fig. 3 pode ser de muita ajuda no ajuste dos vários circuitos de cor de um televisor.

Um bom registro de cor pode ser verificado injetando se no receptor um padrão de barras coloridas e diminuindo-se o controle de saturação de cor do receptor ao mínimo, isto é, até que a imagem não mostre mais as barras coloridas, mas, em lugar delas, barras cinzas. A seguir, aumenta-se lentamente o controle de saturação de cor, observando-se as barras que novamente tornam-se coloridas. À medida em que se aumenta lentamente o controle de saturação, as cores devem reaparecer claras e suaves e devem cair exatamente sobre as barras. Se a cor é desviada para um dos lados das barras, o registro de cor do receptor não é correto; isto é causado por algum componente defeituoso.

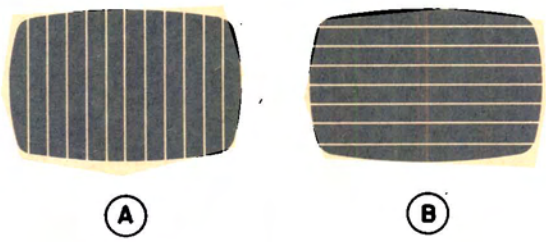


Figura 4

(A) Padrão de linhas verticais.
(B) Padrão de linhas horizontais.

A qualidade da cor na tela pode ser observada melhor olhando-se uma barra constituída por mais de uma cor; por exemplo, a barra de cor magenta, que é originada pela mistura das cores azul e vermelha e que aparece como a quinta contando-se da esquerda para a direita na fig. 3 A. A cor deve ser uniforme através da barra, sem franjar nos eixos.

Ajuste de linearidade

Para boa apresentação de uma imagem, a deflexão vertical e a deflexão horizontal devem ser lineares. Se os ajustes de linearidade não estiverem corretamente ajustados, ou se existir algum defeito num circuito de deflexão, a forma dos objetos apresentados na imagem será distorcida.

Os padrões de linhas apresentados na fig. 4 ou o padrão de círculo da fig. 2-B podem ser utilizados para comprovar o estado de um circuito de deflexão. Um espaçamento desigual entre as linhas da fig. 4-A demonstra uma falta de linearidade na deflexão horizontal. O mesmo sintoma ocorrido quando da apresentação das linhas do padrão da fig. 4-B demonstra falta de linearidade na deflexão vertical.

Num próximo artigo daremos mais informações a respeito da utilização do gerador padrão de barras coloridas.

(cont. no próx. número)

IDÉIAS E CIRCUITOS*

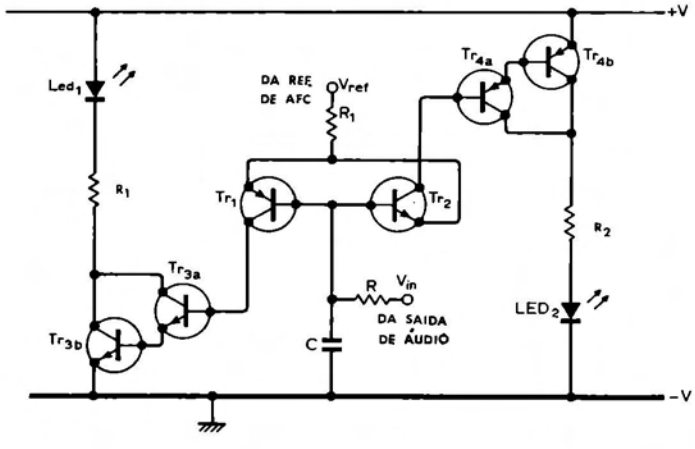
INDICADOR DE SINTONIA

O circuito apresentado proporciona informação direcional acerca do erro de sintonia e virtualmente não consome energia quando na condição de nulo. Quando uma emissora está corretamente sintonizada, ou quando não se está recebendo emissora alguma, V_{ref} e V_{in} são aproximadamente iguais e todos os transistores estão no estado de não-condução. Se V_{in} exceder V_{ref} em mais que cerca de 0,5 V, então Tr2 conduz a acende o LED 2 através de Tr4. Similarmente, se V_{in} for de pelo menos 0,5 V inferior a V_{ref}, então Tr1 conduz, acendendo o LED 1.

O resistor R e o capacitor C formam um filtro passa-baixas simples, cuja finalidade é remover a componente de áudio da saída. As experiências deste indicador de sintonia foram efetuadas com um sintonizador de FM "Nelson-Jones", e os valores mais adequados para R e C foram, respectivamente, 68 kΩ e 2,2 μF. Para outros tipos de sintonizadores, esses valores poderão ser diferentes. Os resistores R1 e R2 devem ter o mesmo valor, o qual é determinado de maneira a limitar a corrente a um valor adequado que se possa aplicar a Tr3a e a Tr4a.

Uma vez que são utilizados pares Darlington para comandar os LED, os tipos dos transistores não são críticos.

D. J. Thomas
Coventry
Inglaterra



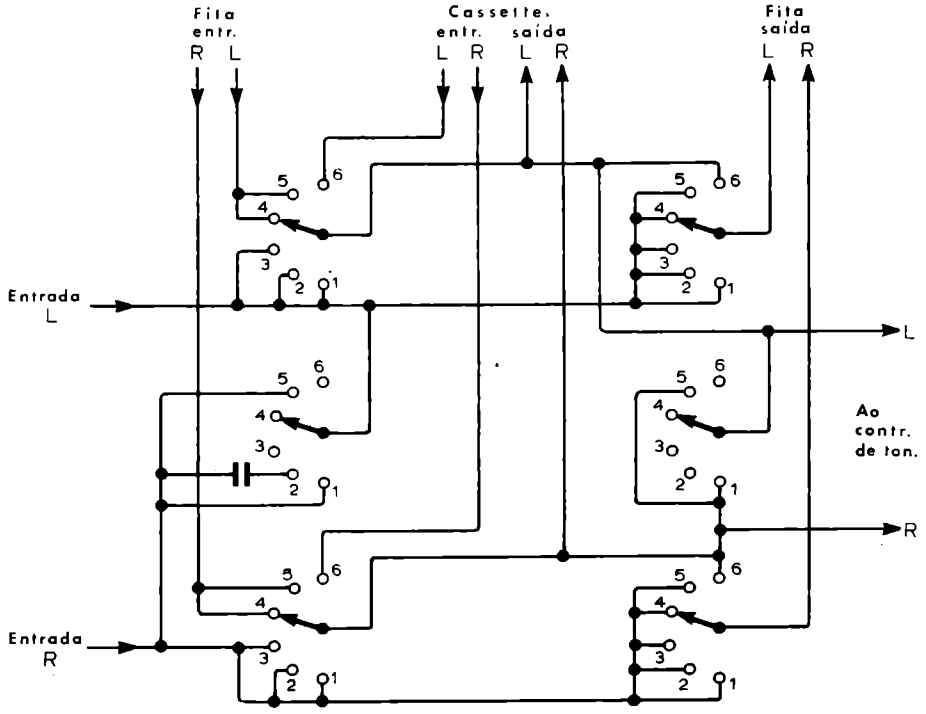
* **Publicação autorizada pela Revista wireless world**

CHAVE SELETORA DE ÁUDIO

Este sistema utiliza uma chave rotativa de 6 pólos, 6 posições, ligada entre o pré-amplificador e o controle de tonalidade, proporcionando as seguintes facilidades: **Posição 1 — Mono,** na qual o amplificador é comutado para mono e reproduz o sinal proveniente do pré-amplificador, ou de outra fonte, e é fornecida saída para gravador de rolo e cassette. **Posição 2 — Misturador de altas,** onde é introduzido um capacitor entre os dois canais de maneira a provocar intermodulação nas altas freqüências. **Posições 3 e 4 — Estéreo e "Tape" estéreo,** onde a entrada do pré-amplificador é comutada para a saída de gravação de "tape", e a entrada de reprodução de "tape" é ligada ao controle de tom, para monitoração, e à saída de gravação de cassette para possibilitar a duplicação. **Posição 5 — "Tape" mono,** similar à posição anterior, mas com os sinais de "tape" e de fonte em mono. **Posição 6 — Reprodução de cassette,** na qual a saída é conectada ao controle de tom e à saída para gravador de rolo ("tape"), a fim de possibilitar a duplicação de cassette para "tape" e a reprodução de cassette. Observe que não é possível utilizar-se um gravador de três cabeças na entrada de cassette a fim de se obter monitoração da gravação.

M. Hadley
Sutton Coldfield
W. Midlands
Inglaterra

(WW 1498)



ASSINE
REVISTA MONITOR de Rádio e Televisão

Multivibradores — Biestável, Astável e Monoestável

ADOLFO TOYOMARO ICHIKI

A) MULTIVIBRADOR BIESTAVEL

O multivibrador biestável é conhecido como "flip-flop" devido à sua ação, ou ainda como circuito "trigger" Eccles-Jordan, que foram seus criadores. Em virtude de seu comportamento em relação aos pulsos de entrada, é empregado como memória.

1) Circuito

O circuito do multivibrador biestável é mostrado na fig. 1; analisando-o podemos verificar que é constituído por dois circuitos amplificadores realimentados entre si, num acoplamento cruzado efetuado por dois divisores de tensão. O "flip-flop" não possui circuito de carga e de descarga, por isso seus estados são estáveis. Os estados correspondem à condução de Q1 e de Q2. A comutação é feita por um pulso externo aplicado à base do transistor. O circuito (a) da fig. 1 mostra o "flip-flop" polarizado por meio de duas fontes, +Vcc e —Vbb e, em (b), mostra o "flip-flop" polarizado por uma fonte +Vcc.

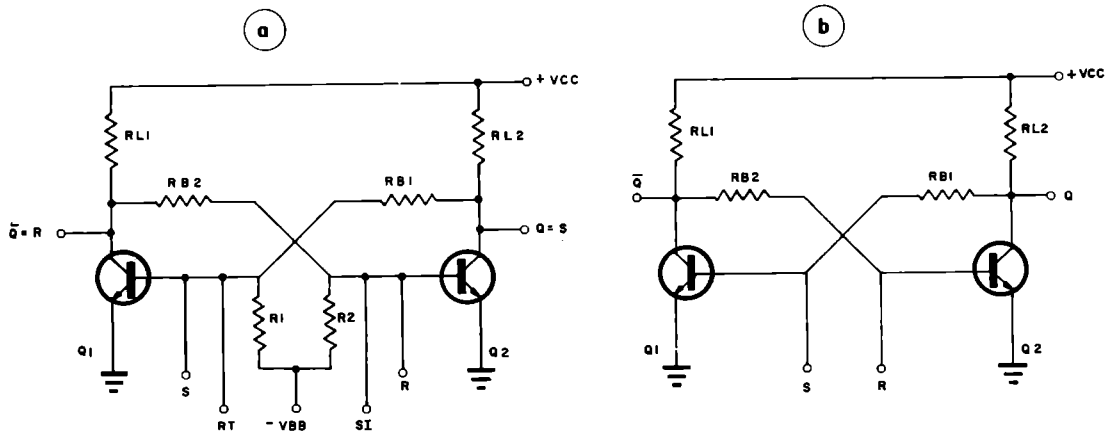


Figura 1

Circuito do multivibrador biestável.

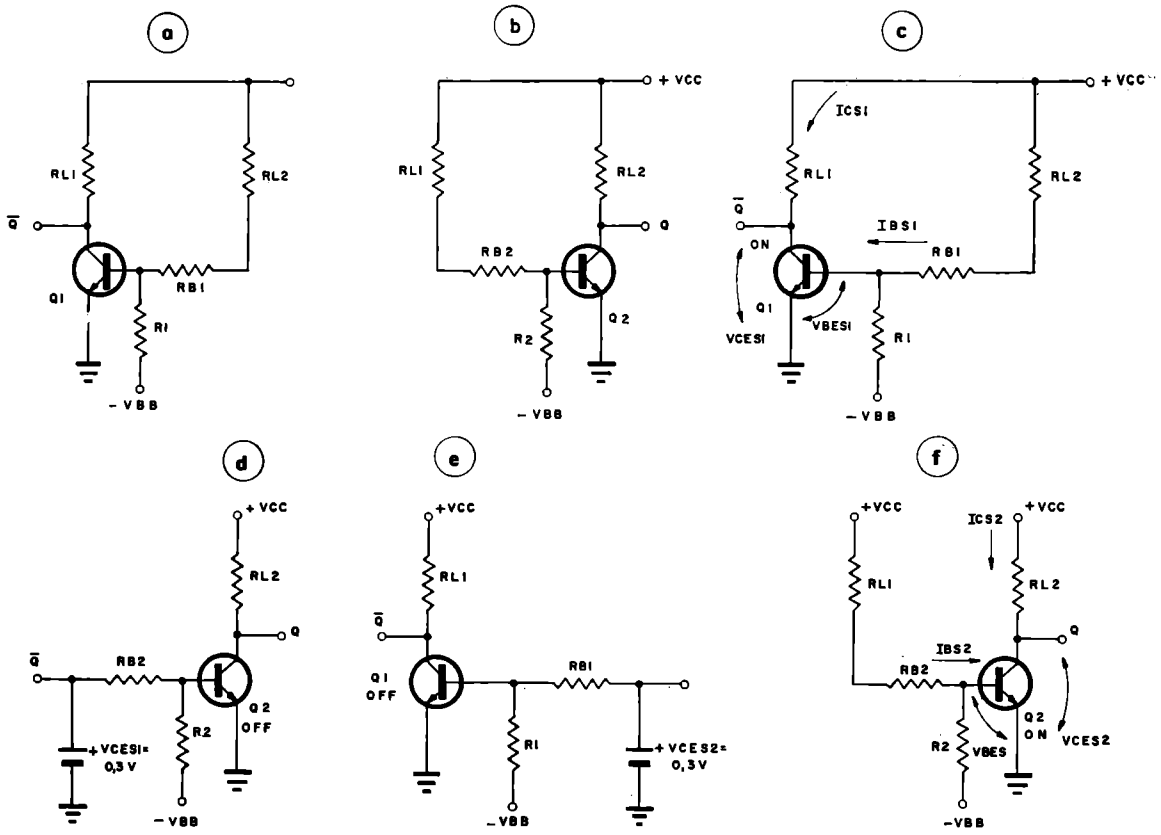


Figura 2

Circuitos parciais de Q1 e de Q2, mostrando a polarização em condução e em corte.

2) **Análise**

a) Q1 conduzindo ("on") e Q2 no corte ("off")

Vamos supor que o "flip-flop" esteja em repouso, isto é, o transistor Q1 conduzindo e Q2 cortado, o que acarreta saída $\overline{Q} = R = 0{,}3\ V = VCES1$. A polarização de base de Q2 é dada pela tensão do coletor de Q1, igual a 0,3 V, através de RB2 e R2, que formam um divisor de tensão. Para uma visualização perfeita, mostraremos os dois amplificadores (NOR) e suas polarizações, bem como as polarizações de Q1 e Q2 quando Q1 estiver conduzindo e vice-versa.

Os dois circuitos amplificadores são mostrados na fig. 2 (a) e (b) e as polarizações de Q1 e Q2 separadamente são mostradas em (c) e (d). As polarizações indicadas foram feitas considerando-se que o transistor Q1 esteja conduzindo e Q2 esteja cortado. Em (c) o transistor Q1 está conduzindo, pois existe uma polarização adequada. A polarização da base de Q1 é dada pelo divisor re-desenhado na fig. 3-a; pelo divisor flui a corrente de sangria ("bleeder") Ibl_1 e em RB1 e RL2 flui também a corrente de base IBS1 — fig. 3-c. Podemos escrever a equação para a base de Q1 baseando-nos em Kirchoff:

$$+Vcc - VRL2 - VRB1 - VBES1 = 0$$

onde:

VRL2 = RL2 (IBS1 + Ibl_1)
VRB1 = RB1 (IBS1 + Ibl_1)
VBES1 = tensão base-emissor de saturação de Q1

Então:

$$VBES1 = Vcc - (VRL2 + VRB1)$$

$$VBES1 = Vcc - (RL2 + RB1)\ (IBS1 + Ibl_1)$$

A tensão VBES1 é igual a 0,7 V para transistores de silício. O transistor Q1 saturado dá

uma tensão VCES1 = 0,3 V, conforme mostra a fig. 3-b, caindo o resto de +Vcc sobre RL1, segundo a lei de Kirchoff. Por RL1 flui a corrente de coletor de Q1 e a corrente de sangria Ibl_2 (fig. 3-b-d).

$$+Vcc - VRL1 - VCES1 = 0$$

$$VCES1 = Vcc - VRL1 =$$

$$= Vcc - RL1\ (ICS1 + Ibl_3)$$

A corrente de sangria Ibl_3 é considerada como sendo igual a 0,1 ICS2.

Na condução de Q1 podemos considerar a malha de —Vbb para determinar a tensão base-emissor de saturação de Q1; aplicando Kirchoff no circuito da fig. 2-c ou 3-e, vem:

$$-Vbb + VR1 - VBES1 = 0$$

$$VBES1 = VR1 - Vbb$$

mas

$$VR1 = R1 \cdot Ibl_1$$

então

$$VBES1 = R1 \cdot Ibl_1 - Vbb$$

Pelas expressões dadas podemos calcular todos os resistores do circuito de Q1. Vejamos se esses valores são adequados para satisfazer as condições do "flip-flop", isto é, Q1 conduzindo ("on") e Q2 no corte ("off"). Para que isto ocorra é preciso que Q2 esteja cortado; logo, VBE2 deve estar a um potencial negativo. Por Kirchoff obtemos a expressão abaixo, a partir das figs. 2-d e 3-f:

$$-Vbb + VR2 + VBEoff2 = 0$$

$$VBEoff2 = Vbb - VR2$$

onde:

VBEoff2 = tensão reversa base-emissor de Q2 (em corte)
VR2 = queda de tensão sobre R2
VR2 = Ibl_3 . R2

Constatamos que a tensão VBEoff2 é negativa; portanto, Q2 estará cortado enquanto Q1 estiver conduzindo.

b) Q2 conduzindo e Q1 no corte

O estado anterior Q1 conduzindo e Q2 no corte é estável; para mudar esse estado basta aplicarmos um pulso externo conveniente na entrada. O pulso comuta o estado do "flip-flop" e agora Q1 está no corte e Q2 está conduzindo; as mesmas considerações deverão ser feitas. As figuras agora são diferentes; a fig. 2-f mostra a condução de Q2 e a fig. 2-e a não condução de Q1, pois na base de Q1 aparece uma tensão negativa em relação ao seu emissor (terra). Quando está saturado, por seu coletor flui a corrente de saturação ICS2 e pela base a corrente de saturação IBS2. A tensão de saturação base-emissor VBES2 = 0,7 V e a tensão de saturação coletor-emissor VCES2 = 0,3 V.

Pelo divisor da base de Q2 flui a corrente de sangria Ibl_3 (fig. 4-a), que é dada pela equação obtida por Kirchoff:

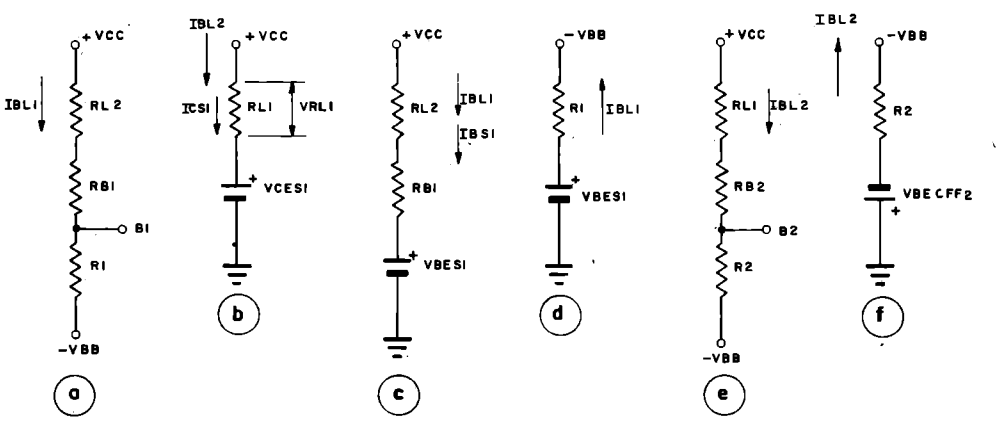


Figura 3

Circuitos parciais mostrando as correntes ICS, IBS1, Ibl_1 e Ibl_2.

$$+Vcc - VRL1 - VRB2 - VR2 + Vbb = 0$$

onde:

$$VRL1 = RL1\ (IBS2 + Ibl_3) =$$
$$= IBS2 \cdot RL1 + Ibl_3 \cdot RL1$$
$$VRB2 = RB2\ (IBS2 + Ibl_3) =$$
$$= IBS2 \cdot RB2 + Ibl_3 \cdot RB2$$
$$VR2 = R2 \cdot Ibl_3$$

Substituindo:

$$+Vcc - IBS2\ RL1 - Ibl_3\ RL1 - IBS2\ RB2 -$$
$$- Ibl_3\ RB2 - R2\ Ibl_3 + Vbb = 0$$
$$Ibl_3\ (RL1 + RB2 + R2) =$$
$$= +Vcc + Vbb - IBS2\ (RL1 + Rb2)$$
$$Ibl_3 = \frac{Vcc + Vbb - IBS2\ (RL1 + RB2)}{RL1 + RB2 + R2}$$

A tensão VBES2 é dada pelo circuito da fig. 4-b:

$$+Vcc - VRL1 - VRB2 - VBES2 = 0$$

onde:

$$VRL1 = RL1\ (IBS2 + Ibl_3)$$
$$VRB2 = RB2\ (IBS2 + Ibl_3)$$

Então:

$$VBES2 = Vcc - VRL1 - VRB2 =$$
$$= Vcc - (RL1 + RB2)\ (IBS2 + Ibl_3)$$

A tensão VCES2 é dada pelo circuito da fig. 4-c:

$$+Vcc - VRL2 - VCES2 = 0$$

onde: $VRL2 = RL2\ (ICS2 + Ibl_4)$

A tensão VBES2 pode ser dada pela fig. 4-d:

$$-Vbb - VR2 - VBES2 = 0$$

onde: $VR2 = R2 \cdot Ibl_3$

A corrente de sangria Ibl_4 pode ser obtida através do circuito da fig. 4-f:

$$+Vcc - VRL2 - VRB1 - VR1 + Vbb = 0$$

onde:

$$VRL2 = RL2\ (ICS2 + Ibl_3) =$$
$$= RL2 \cdot ICS2 + RL2 \cdot Ibl_4$$
$$VRB1 = RB1 \cdot Ibl_4$$
$$VR1 = R1 \cdot Ibl_4$$

Substituindo fica:

$$Vcc + Vbb - (RL2 \cdot ICS2 + RL2 \cdot Ibl_4 +$$
$$+ RB1 \cdot Ibl_4 + R1 \cdot Ibl_4) = 0$$
$$Vcc + Vbb - RL2 \cdot ICS2 =$$
$$= Ibl_4\ (RL2 + RB1 + R1)$$
$$Ibl_4 = \frac{Vcc + Vbb - RL2 \cdot ICS2}{RL2 + RB1 + R1}$$

A tensão VBEoff1 é dada pela fig. 4-e:

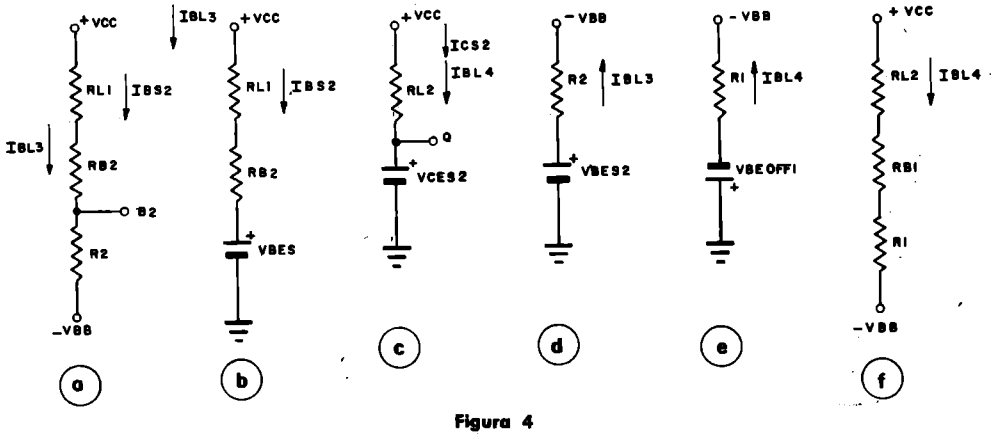


Figura 4

Circuitos parciais mostrando as correntes Ibl_3, IBS2, ICS2 e Ibl_4.

$$-Vbb + VR1 + VBEoff1 = 0$$

$$VBEoff1 = Vbb - VR1$$

onde: $VR1 = R1 \cdot Ibl_4$

3) Comutação

Para se fazer a comutação é necessário aplicar-se um pulso externo, pois ambos os estados são estáveis, isto é, Q1 conduzindo e Q2 no corte ou Q1 no corte e Q2 conduzindo, e permanecem inalterados, devido à polarização negativa dada à base de Q2 enquanto Q1 conduz ($Q = 0{,}3$ V, nível 0). O outro estado, também devido à polarização negativa na base de Q1 enquanto Q2 conduz, é igualmente estável.

A mudança de estado é feita através de um pulso aplicado às bases dos transistores, ou à base de um dos transistores. Quando Q1 estiver conduzindo podemos aplicar um pulso positivo à base de Q2 ou um pulso negativo à base de Q1. Devemos sempre aplicar o pulso positivo à base do transistor que estiver cortado e o pulso negativo à base do transistor que estiver conduzindo.

a) Pulso positivo

Se o "flip-flop" estiver no seguinte estado: Q1 conduzindo e Q2 no corte, então precisaremos aplicar um pulso positivo à base de Q2, para que a comutação ocorra. Com a comutação, a saída Q vai ao potencial 0,3 V. Esta tensão não é suficiente para manter a polarização na base de Q1, que é levado ao corte. Agora o estado do "flip-flop" é Q1 no corte e Q2 conduzindo, que também é um estado estável. Quando temos nível zero na saída Q dizemos que o "flip-flop" está **reciclado** (estado de "reset") e a entrada do transistor Q2 denominamos **reciclagem direta** (RD).

Para obtermos o estado anterior precisamos aplicar um novo pulso positivo à base de Q1, que está no corte. A este estado denominamos estado de **estabelecimento** ("set"), saída $Q = 1$ e a entrada de Q1 denominamos entrada de **estabelecimento direto** (SD).

Diz-se que o "flip-flop" está em repouso quando estiver no estado de reciclagem ("reset") e em trabalho quando estiver no estado de estabelecimento ("set"). O "flip-flop" é estabelecido ("set") ou reciclado ("reset") na subida do pulso ou ao nível 1. Em razão dos termos ingleses "reset" e "set", denominamos este circuito multivibrador de "flip-flop" RS.

ESTADO INICIAL	R	S	ESTADO FINAL
Q = 0	0	0	Q = 0
Q = 0	0	1	Q = 1, ESTABEL.
Q = 0	1	0	Q = 0
Q = 0	1	1	INDETERMINADO
Q = 1	0	0	Q = 1
Q = 1	0	1	Q = 1
Q = 1	1	0	Q = 0, RESTABEL.
Q = 1	1	1	INDETERMINADO

Figura 5

Tabela do "flip-flop" RS.

Na fig. 5 mostramos a tabela de verdades do "flip-flop" RS, por onde constatamos que ele estabelece quando a entrada S for igual a 1 e efetua a reciclagem quando a entrada $R = 1$. Obviamente não haverá comutação quando o "flip-flop" estiver estabelecido e enviarmos outro sinal de estabelecimento, ou quando estiver reciclado e enviarmos outro sinal de reciclagem. Se eventualmente aplicarmos nível 1 a ambas as entradas R e S simultaneamente, haverá indeterminação porque ambos os transistores terão condições de conduzir.

b) Pulso negativo

Podemos aplicar pulso negativo na entrada para comutar o "flip-flop". O pulso negativo deve ser aplicado à base do transistor que estiver conduzindo.

Se um "flip-flop" RS estiver reciclado precisaremos de um pulso negativo na base de Q2, isto é, um pulso negativo na base de Q2 faz com que ele bloqueie, levando a saída $Q = 1$, que corresponde ao estado de estabelecimento.

Um pulso negativo na base de Q1 fará com que o "flip-flop" volte ao estado de reciclagem, pois bloqueia o transistor Q1, que estará conduzindo, levando a saída $\overline{Q} = 1$.

A entrada para o pulso negativo denominamos de entrada indireta; deste modo a base de Q2 é a entrada indireta para estabelecer o "flip-flop", ou seja, estabelecimento indireto, e a base de Q1 é a entrada indireta para reciclar o "flip-flop", denominada de reciclagem indireta.

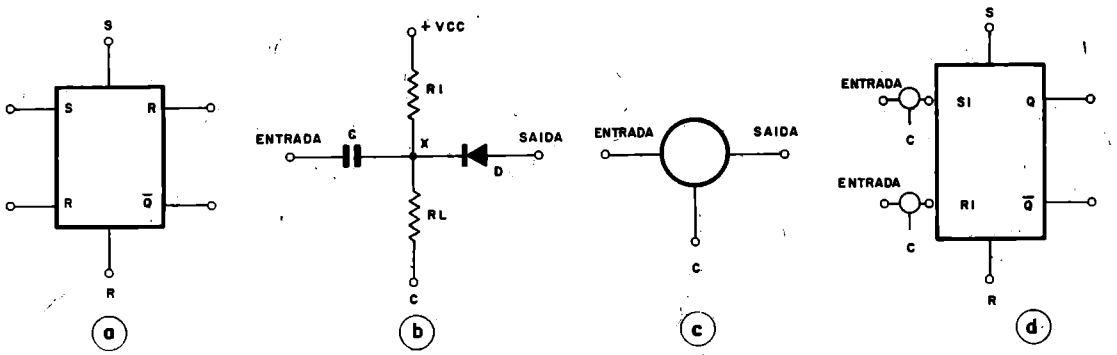


Figura 6

(a) Representação do «flip-flop» RS. (b) Circuito da máscara. (c) Representação da máscara. (d) Representação do «flip-flop» com máscara.

Na fig. 4-a damos a representação do "flip-flop" RS implementado com transistores, que correspondem a dois circuitos NOU (não/ou) realimentados entre si.

As saídas Q e $\overline{Q}$ poderão ser batizadas de S e R, respectivamente, pois a saída Q corresponde à saída de estabelecimento e $\overline{Q}$ à saída de reciclagem. Esta notação, porém, não é muito aconselhável, uma vez que pode ocasionar confusões.

Como estamos trabalhando com lógica positiva, o pulso negativo é obtido através da máscara, que é um circuito de comutação, constituído basicamente de um circuito diferenciador com diodo na saída para retificar o pulso diferenciado. O circuito da máscara é mostrado na fig. 6-b e sua representação em (c).

O "flip-flop" RS comuta na descida do pulso quando emprega o pulso negativo.

c) Máscara

Na saída da máscara aparecem apenas os picos negativos do pulso diferenciado, por causa do diodo D. Estes picos negativos são aplicados às bases dos transistores do "flip-flop", que são bloqueados, pois um transistor NPN com sinal negativo na base, em relação ao emissor, fica polarizado inversamente. Os picos negativos aparecem na descida do pulso de entrada, conforme mostra a fig. 7-b.

O ponto C, ligado à massa, faz com que o circuito C e R2 funcione como um diferenciador, transformando a onda quadrada injetada em sua entrada num pulso diferenciado. A polarização +Vcc através de R1 foi colocada para evitar que um pulso qualquer na entrada resulte numa saída indesejável, que possa comutar o "flip-flop". O divisor de tensão formado por R1 e R2 dá uma polarização positiva no ponto X, ou seja, polariza inversamente o diodo D com a tensão:

$$+Vcc - VR1 - VR2 = 0$$

onde: $VR1 = R1 \cdot Ibl_1$

$VR2 = R2 \cdot Ibl_1$

$$Ibl_1 = \frac{Vcc}{R1 + R2}$$

mas

$$VX = VR2$$

então

$$VX = \frac{Vcc}{R1 + R2} \cdot R2$$

Substituindo os valores resulta:

$$VX = \frac{15\ V}{100 \cdot 10^3 + 4{,}7 \cdot 10^3} \cdot$$

$$\cdot\ 4{,}7 \cdot 10^3 = 0{,}67\ V$$

que não permite a comutação do "flip-flop" por um pulso qualquer (interferência, ruído, etc.).

Se o "flip-flop" estiver reciclado, quando o primeiro pulso negativo aparecer na entrada SI

(estabelecimento indireto), o "flip-flop" é estabelecido levando a saída Q = 1, pois o transistor Q2 é bloqueado. Nesta condição, outros pulsos negativos na entrada SI não conseguem modificar a condição do "flip-flop". Entretanto, o primeiro pulso negativo na entrada RI recicla o "flip-flop", levando a saída Q = 0. No gráfico da fig. 7-b é mostrado o estabelecimento e a reciclagem do "flip-flop" RS. Na fig. 7-c mostramos os níveis reais de Q e $\overline{Q}$.

Na fig. 7-a damos os pulsos do "flip-flop" trabalhando com pulsos positivos; constatamos que o funcionamento é o mesmo, apenas as entradas são invertidas. Com os pulsos positivos trabalhamos com a entrada direta, que age sobre o transistor que está bloqueado, e com os pulsos negativos trabalhamos com a entrada indireta, que age sobre o transistor que está conduzindo. Na representação indicamos o estabelecimento e a reciclagem indiretos por SI e RI, respectivamente, e o estabelecimento e a reciclagem diretos por S e R, respectivamente, conforme mostra a fig. 6-d. O circuito é mostrado na fig. 8-a.

As entradas indiretas são denominadas de complementares e a máscara poderá não ser polarizada pela fonte +Vcc. A entrada C da máscara em outras aplicações poderá ser ligada a um sinal que poderá controlar a comutação; ela é chamada consenso, pois consentirá ou não a comutação.

Este "flip-flop" RS é classificado como "flip-flop" RTL ("resistor/transistor logic"), implementado por NOU. Para aumentar a velocidade de comutação podemos colocar um capacitor

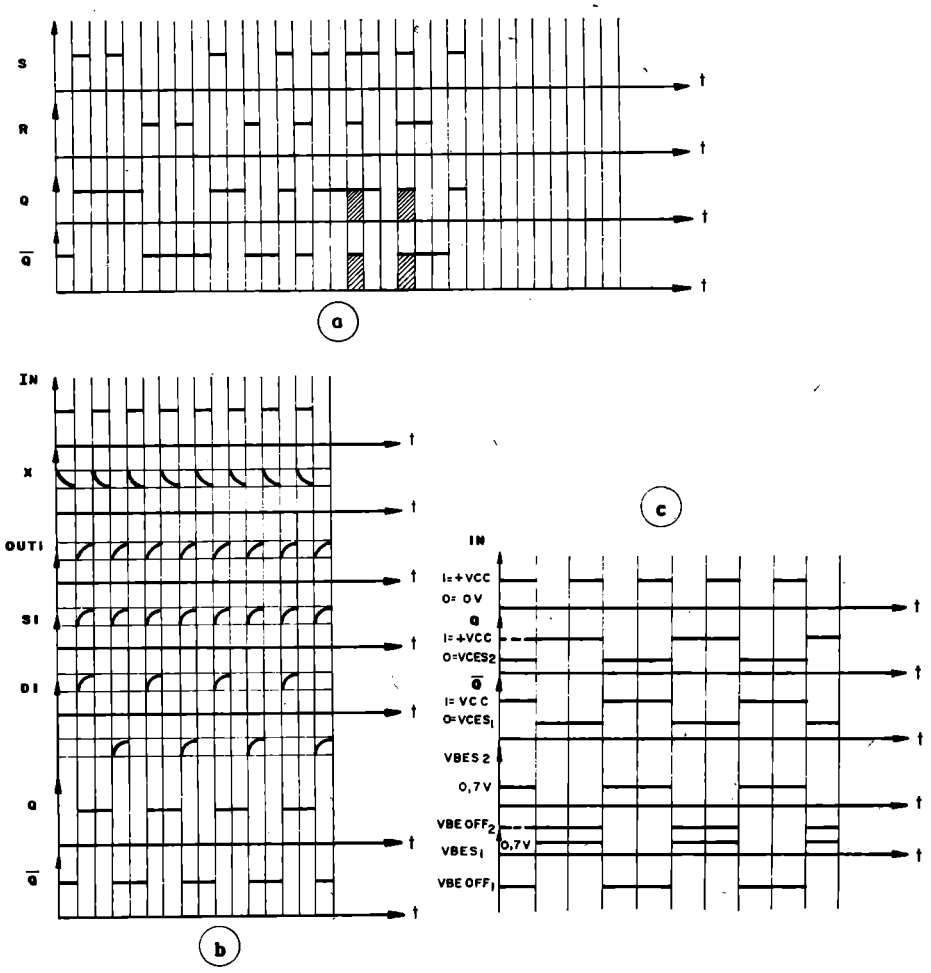


Figura 7

(a) Gráfico dos pulsos do «flip-flop» com pulsos positivos. (b) Todos os pulsos do «flip-flop». (c) Níveis verdadeiros do «flip-flop» RS.

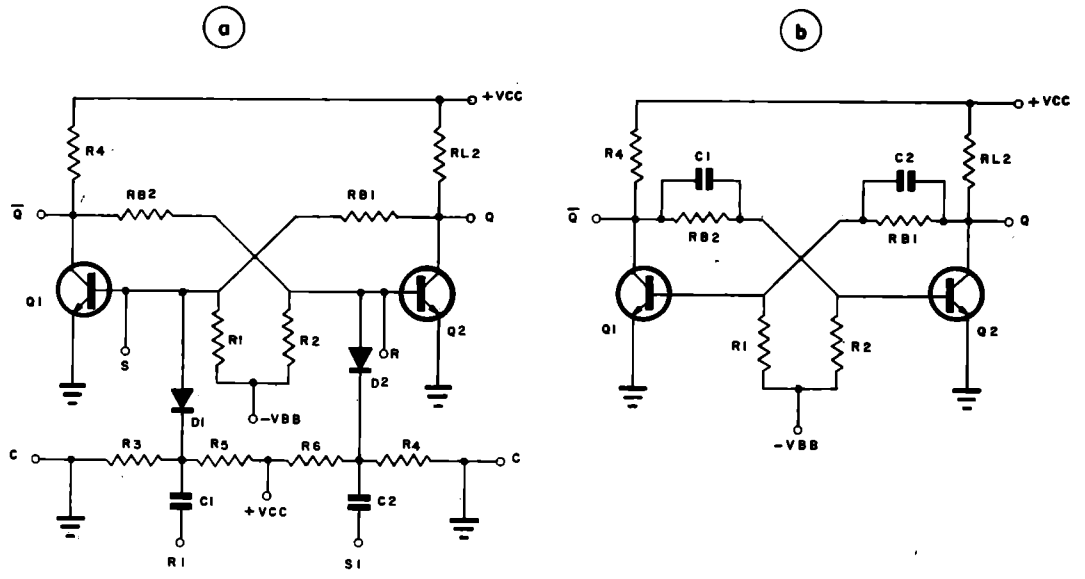


Figura 8

(a) Circuito do «flip-flop» RS mostrando as entradas de «set» e «reset» diretos e indiretos.
(b) «flip-flop» RCTL.

de 100 pF em paralelo com RB1 e RB2, convertendo em RCTL (fig. 8-b).

4) "Flip-flop" RS sem a polarização negativa

O "flip-flop" RS sem —Vbb é dado na fig. 1-b. O funcionamento é o mesmo, mas as equações são mais simples. Fazendo as mesmas considerações, obtemos as expressões abaixo:

Q1 conduzindo e Q2 cortado, "flip-flop" estabelecido, então

$$+Vcc - VRL1 - VCES1 = 0$$

onde: $VRL1 = RL1\ (ICS1)$

e

$$+Vcc - VRL2 - VRB1 - VBES2 = 0$$

onde: $VRL2 = RL2\ (IBS1)$
$VRB1 = RB1\ (IBS1)$
$VBES2 = 0{,}7\ V$

Além dissó, a polarização negativa de Q2 é dada por:

$$+Vcc - VRL1 - VRB2 + VBEoff2 = 0$$

$$VBEoff2 = VRL1 + VRB2 - Vcc$$

5) Projeto do "flip-flop" RS com 2 fontes

Dados:

$Q1 = Q2$
$VCES1 = VCES2 = 0{,}3\ V$
$ICS1 = ICS2 = 10\ mA$
$VBES1 = VBES2 = 0{,}7\ V$
$IBS1 = IBS2 = 200\ \mu A$
$Vcc = 15\ V$
$Vbb = -15\ V$
"flip-flop" em estado de reciclagem

1º passo: cálculo de RL1

$$Vcc - VRL1 - VCES1 = 0$$

onde: $VRL1 = RL1\ (ICS1 + Ibl_2)$

A corrente de sangria Ibl_2 pode ser desprezada, pois é insignificante; então:

$$VRL1 = RL1\ .\ ICS1$$

$$VRL1 = Vcc - VCES1 = 15 - 0{,}3 = 14{,}7\ V$$

logo

$$RL1 = \frac{VRL1}{ICS1} = \frac{14{,}7}{10\ .\ 10^{-3}} = 1{,}47\ k\Omega$$

como $RL2 = RL1 = 1{,}47\ k\Omega$

$$PRL1 = PRL2 = VRL1 \cdot ICS1 =$$

$$= 14{,}7 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 147\ mW$$

2º passo: cálculo de R1

Por Kirchoff obtemos a tensão VR1, que cai através do resistor R1:

$$-Vbb + VR1 - VBES1 = 0$$

$$VR1 = Vbb + VBES1 = 15 + 0{,}7 = 15{,}7\ V$$

e a corrente que flui por ele é

$$Ibl_1 = 0{,}1\ ICS2$$

$$Ibl_1 = 0{,}1 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 1\ mA$$

então

$$VR1 = Ibl_1 \cdot R1$$

$$R1 = \frac{VR1}{Ibl_1} = \frac{15{,}7}{10^{-3}} = 15{,}7\ k\Omega$$

$$PR1 = VR1 \cdot Ibl_1 = 15{,}7 \cdot 10^{-3} = 15{,}7\ mW$$

mas

$$R2 = R1 = 15{,}7\ k\Omega$$

3º passo: cálculo de RB1

$$Vcc - VRL2 - VRB1 - VBES1 = 0$$

$$VRB1 = Vcc - VRL2 - VBES1$$

onde:

$$VRL2 = RL2\ (IBS1 + Ibl_1)$$
$$VRL2 = 1{,}47 \cdot 10^3\ (200 \cdot 10^{-6} + 10^{-3}) =$$
$$= 1{,}764\ V$$

então

$$VRB1 = 15 - 1{,}764 - 0{,}7 = 12{,}536\ V$$

mas

$$VRB1 = RB1\ (Ibl_1 + IBS1)$$

logo

$$RB1 = \frac{VRB1}{Ibl_1 + IBS1} =$$

$$= \frac{12{,}536}{10^{-3} + 200 \cdot 10^{-6}} = 10{,}45\ k\Omega$$

$$PRB1 = VRB1\ (Ibl_1 + IBS1) = 15\ mW$$

mas $RB2 = RB1 = 10{,}45\ k\Omega$

Calculamos todos os componentes do "flip-flop"; falta apenas a verificação se efetivamente Q2 está no corte enquanto Q1 está conduzindo.

4º passo: cálculo de VBEoff2

$$-Vbb + VR2 + VBEoff2 = 0$$

$$VBEoff2 = Vbb - VR2$$

Para o cálculo de VR2 precisamos determinar a corrente de sangria Ibl_2:

$$+Vcc - VRL1 - VRB2 - VR2 + Vbb = 0$$

$$VRB2 = Ibl_2 \cdot RB2 = Vcc + Vbb -$$

$$- (VRL1 + VR2)$$

mas

$$VRL1 = RL1\ (ICS1 + Ibl_2) =$$

$$= RL1 \cdot ICS1 + RL1 \cdot Ibl_2$$

$$VR2 = R2 \cdot Ibl_2$$

Substituindo fica

$$Ibl_2 \cdot RB2 = Vcc + Vbb - (RL1 \cdot ICS1 +$$

$$+ RL1 \cdot Ibl_2 + R2 \cdot Ibl_2)$$

$$Ibl_2\ (RB2 + RL1 + R2) =$$

$$= Vcc + Vbb - RL1 \cdot ICS1$$

$$Ibl_2 = \frac{Vcc + Vbb - ICS1 \cdot RL1}{RB2 + RL1 + R2}$$

$$Ibl_2 = \frac{15 + 15 - 10 \cdot 10^{-3} \cdot 1{,}47 \cdot 10^3}{10{,}45 \cdot 10^3 + 1{,}47 \cdot 10^3 + 15{,}7 \cdot 10^3} =$$

$$= 0{,}554\ mA$$

Esta corrente de sangria pode ser calculada também por:

$$VCES1 - VRB2 - VR2 + Vbb = 0$$

$$VCES1 - Ibl_2 \cdot RB2 - Ibl_2 \cdot R2 + Vbb = 0$$

$$Ibl_2 = \frac{Vbb + VCES1}{RB2 + R2} =$$

$$= \frac{15 + 0{,}3}{10{,}45 \cdot 10^3 + 15{,}7 \cdot 10^3} = 0{,}585 \text{ mA}$$

Retornando ao cálculo temos:

$$VR2 = R2 \cdot Ibl_2 = 0{,}554 \cdot 10^{-3} \cdot$$

$$\cdot 15{,}7 \cdot 10^3 = 8{,}698 \text{ V}$$

então

$$VBEoff2 = Vbb - VR2 = 15 -$$

$$- 8{,}698 = 6{,}302 \text{ V}$$

Isto significa que a tensão entre base-emissor de Q2 é de —6,302 V. Esta tensão negativa bloqueia Q2. No resultado deu positiva, por causa do sentido da corrente no circuito.

6) Projeto do "flip-flop" RS sem a fonte negativa

1º passo: cálculo de RL1

$$Vcc - VRL1 - VCES1 = 0$$

$$VRL1 = ICS1 \cdot RL1 = Vcc - VCES1$$

$$VRL1 = 15 - 0{,}3 = 14{,}7 \text{ V}$$

então

$$RL1 = \frac{VRL1}{ICS1} = \frac{14{,}7}{10 \cdot 10^{-3}} = 1{,}47 \text{ k}\Omega$$

$$PRL1 = VRL1 \cdot ICS1 = 14{,}7 \cdot 10 \cdot 10^{-3} =$$

$$= 147 \text{ mW}$$

de onde

$$RL2 = RL1 = 1{,}47 \text{ k}\Omega$$

2º passo: cálculo de RB1

$$Vcc - VRL2 - VRB1 - VBES1 = 0$$

onde: $VRL2 = RL2 \ (IBS1)$
$VRB1 = RB1 \ (IBS1)$

então

$$VRL2 = 1{,}47 \cdot 10^3 \ (0{,}2 \cdot 10^{-3}) = 0{,}294 \text{ V}$$

logo

$$VRB1 = Vcc - (VRL2 + VBES1)$$

$$VRB1 = 15 - (0{,}294 + 0{,}7) = 0{,}994 \text{ V}$$

de onde

$$RB1 = \frac{VRB1}{IBS1} = \frac{0{,}994}{0{,}2 \cdot 10^{-3}} = 4{,}97 \text{ k}\Omega$$

$$PRB1 = VRB1 \ (IBS1) = 0{,}994 \cdot 0{,}2 \cdot 10^{-3} =$$

$$= 1{,}988 \text{ mW}$$

mas

$$RB2 = RB1 = 4{,}97 \text{ k}\Omega$$

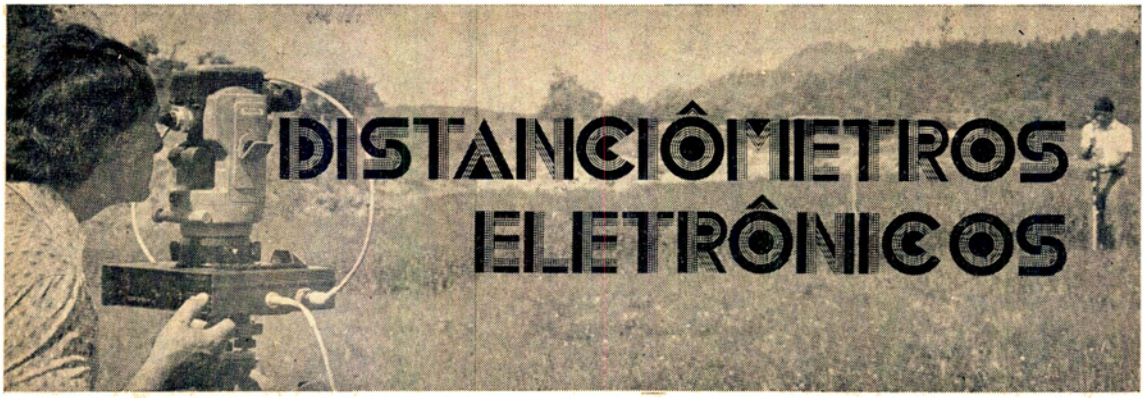
3º passo: cálculo de VBEoff2

$$Vcc - VRL1 - VRB2 + VBEoff2 = 0$$

A tensão que aparece na base de Q2 em relação ao seu emissor (terra) é igual a VCES1, pois não haverá corrente pela base, isto é, não haverá queda de tensão sobre RB2. A tensão VCES1 = 0,3 V, logo VBEoff2 = VCES1 = = 0,3 V, que não é suficiente para fazer Q2 conduzir.

N.R. — Procuramos evitar, o máximo possível, o emprego de termos alienígenas em nossos artigos, bem como o simples aportuguesamento desses termos. Julgamos, por exemplo, inconvenientes os termos "setar" e "resetar" para traduzir "set" e "reset", embora sejam bastante cômodos. Optamos pela tradução de "set" por "estabelecer" ou "estabelecimento" e de "reset" por "reciclagem" (no sentido de volta ao estado anterior). Não somos, nem pretendemos ser, pioneiros, mesmo porque alguns desses termos já foram empregados por nossas congêneres brasileiras. Não os julgamos termos definitivos, mas apenas uma tentativa de definir em Português os termos mais adequados para substituir o "setar" e o "resetar", que já estão começando a poluir nossa linguagem técnica.

(conclui no próx. número)



DISTANCIÔMETROS ELETRÔNICOS

CARLOS RODRIGUES LADEIRA *

CONCLUSAO

Triangulações geodésicas

Poderão os distanciômetros eletrônicos competir (ou pelo menos ser utilizados) com os processos tradicionais de medida de distâncias nas triangulações de 1ª ordem? A avaliação da precisão dos erros lineares acumulados ao longo de uma triangulação é, no caso geral, impraticável. Para abordar o problema, procura-se simplificá-lo, considerando apenas uma sucessão de lados, sensivelmente alinhados e iguais (fig. 23).

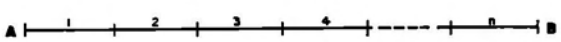


Figura 23

Medindo todas as distâncias com um DME teremos:

$$\text{erro médio em AB} =$$

$$= (a + b \cdot s \cdot 10^{-6}) \cdot \sqrt{n}$$

$$\text{erro relativo em AB} =$$

$$= \frac{a}{\sqrt{n} \cdot s} + \frac{b \cdot 10^{-6}}{\sqrt{n}}$$

onde o primeiro termo para distâncias grandes é desprezível e o segundo termo depende do tipo de instrumento (valor b) e diminui com o número de secções.

Em uma triangulação de primeira ordem, as especificações exigem precisão na medida da base de partida de 10^{-6}, e na base de chegada, na verificação: 1:25 000, que é $40 \cdot 10^{-6}$.

Supondo que a precisão decresce ao longo da poligonal, segundo uma razão constante "x", os erros na sucessão dos lados formarão uma progressão geométrica de "n" termos:

$$s \cdot 10^{-6},\ s \cdot 10^{-6} \cdot x,\ s \cdot 10^{-6} \cdot x^2,$$
$$\ldots\ s \cdot 10^{-6} \cdot x^{n-1}$$

com uma soma que de acordo com os mínimos quadrados é:

$$e = s \cdot 10^{-6} \cdot \sqrt{1 + x^2 + x^4 + \ldots + x^{2(n-1)}}$$

A parte sub-radical é a soma de uma progressão geométrica de razão n^2, com **n** termos. Portanto:

para o erro relativo

$$e_R = \frac{1}{n} \cdot \sqrt{\frac{x^{2n} - 1}{x^2 - 1}} \cdot 10^{-6}$$

A razão da progressão será calculada por

$$x^{n-1} = 40$$

---

* **Do Dpto. de Engenharia de Transportes da Escola Politécnica da Universidade de S. Paulo**

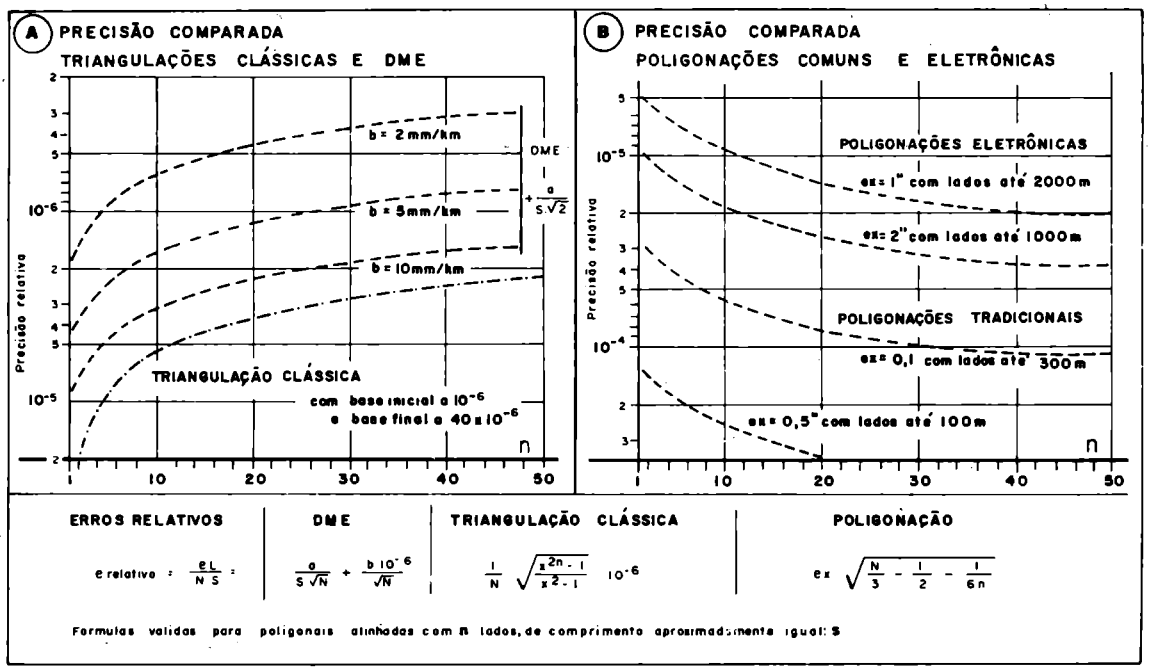


Figura 24

As expressões obtidas foram levadas no gráfico A da fig. 24 e permitem observar que:

a) a precisão **relativa** cresce com o número de lados tanto nas triangulações tradicionais como nas medidas com os DME;

b) as curvas de variação são sensivelmente paralelas;

c) mesmo para valores de "b" da ordem de 10 (10 mm/km) a precisão obtida com os distanciômetros eletrônicos é melhor.

Cabem ainda algumas observações:

a) as triangulações se iniciam, em regra, com uma ampliação de base; nessa ampliação a precisão já cai para metade; a precisão do conjunto diminui quase proporcionalmente;

b) o fato dos lados não serem alinhados traz uma certa compensação nos erros lineares; como são idênticas nos dois casos, triangulação e DME são irrelevantes na análise;

c) a componente fixa "a" da precisão dos DME, a distâncias não muito grandes, vai se somar aos valores do gráfico.

É fácil concluir pela vantagem de utilização dos métodos eletrônicos. Mesmo os instrumentos de micro-ondas, embora menos precisos, permitem nas maiores distâncias competir com os métodos **clássicos.**

Assinalemos, entretanto, que a meta em vista não é a substituição simples das triangulações clássicas por trilaterações eletrônicas, mesmo porque as direções nem sempre ficam bem definidas dessa forma. O desejável é a conjugação das duas técnicas, o que além de promover um mútuo controle, permitirá criar novas equações de condição para o ajustamento rigoroso das figuras, pelo método dos mínimos quadrados, onde as medidas lineares e angulares contribuirão com pesos bem definidos.

Poligonações

As poligonações topográficas tradicionais são limitadas pelas dificuldades inerentes à medida de distâncias. Daí a necessidade das triangulações. A facilidade com que se obtém agora uma distância por processo eletrônico está criando novas possibilidades, modificando o aspecto do problema.

Nas medidas com trena, além da limitação em distância e acessos, dificilmente obteremos melhor precisão que 10^{-3} ou 10^{-4}. Nas eletrônicas sem essas limitações, chegamos facilmente a 10^{-5} ou 10^{-6}.

Os erros decorrentes da imprecisão angular, entretanto, são mais importantes. Podem ser analisados pela fórmula conhecida:

$$e_L = e_\alpha \cdot s \cdot \sqrt{\frac{n^3}{3} + \frac{n^2}{2} + \frac{n}{6}}$$

onde e_α é o erro médio (em radianos) dos ângulos, e é uma função do instrumento utilizado e das condições próprias da operação;

s é a distância média do lado da poligonal;

n é o número de lados.

Em termos de erro relativo, considerado um perímetro $p = n \cdot s$:

$$\frac{e_L}{d} = e_\alpha \cdot \sqrt{\frac{n}{3} + \frac{1}{2} + \frac{1}{6}}$$

valor que tende a $0{,}6 \cdot e_\alpha \cdot \sqrt{n}$ quando n cresce.

Para melhorar os resultados, devemos diminuir "n" (portanto aumentar "s"), o que só é possível utilizando instrumentos mais precisos. Os instrumentos de $e_\alpha = 1'$ permitem operar até 30 a 50 m com definição de centímetro no ponto visado. Com e_α da ordem de 2" podemos operar a 1 000 m com mesma definição.

Uma poligonal, por exemplo de 10 km, poderia ser formada:

1) com 100 lados de 100 m com instrumento de $e_\alpha = 0{,}5'$

2) com 10 lados de 1 000 m com instrumento de $e_\alpha = 2''$

o que daria:

1º caso:

$e_L = p \cdot e_\alpha \cdot 5{,}82 = 8{,}46 \cdot 10^{-6} \cdot p = 8{,}46$ m

2º caso:

$e_L = p \cdot e_\alpha \cdot 1{,}96 = 2 \cdot 10^{-6} \cdot p = 20$ cm

Acontece que realização no segundo caso só é viável com a medida eletrônica das distâncias. A precisão correspondente é melhor que a precisão global das triangulações tradicionais de terceira e quarta ordem. É necessário que se tomem, evidentemente, cuidados especiais nos cálculos e no ajustamento. Os ajustamentos devem ser preteridos em favor de ajustamentos rigorosos feitos de acordo com o método dos mínimos quadrados.

O gráfico B da fig. 24 permite visualizar estes resultados.

Estas conclusões teóricas têm sido comprovadas pela prática. Poligonações semelhantes ao exemplo têm apresentado, não raro, erros de fechamento melhores que 1:200 000 ($5 \cdot 10^{-6}$).

Como conseqüência: a aplicação criteriosa dos métodos eletrônicos permite simplesmente eliminar, ao menos em tese, a necessidade de triangulações secundárias. Quer-nos parecer que a estrutura geodésica dos apoios estará, num futuro não muito remoto, referida a um sistema misto triângulo-trilateração básico, dentro da precisão especificada de 1ª ordem, e a essa rede apoiar-se-ão diretamente ou por poligonação, com medidas eletrônicas de distâncias.

Entre outros, o clássico problema de Pothenot — intercalação de pontos em relação a três pontos conhecidos — pode ter uma solução mais simples e segura com a medida direta das distâncias.

Detalhamento topográfico

O detalhamento topográfico tradicional é feito predominantemente com taqueômetros comuns que, na melhor hipótese, resultam na incerteza de uns 10 cm em cada ponto visado, e isto até distâncias não muito superiores a 100 metros.

A utilização de um distanciômetro eletrônico adequado a curtas distâncias, acoplado ao teodolito, permite atingir 1 cm a 500 metros ou mais. A cobertura de área é, pelo menos, dez vezes maior. O número de estacionamentos necessários será proporcionalmente menor e, conseqüentemente, o número de lados da poligonal de apoio será drasticamente reduzido.

O tempo necessário para u'a medida de distância com um DME atual é sensivelmente inferior ao requerido para leitura da mira, e muito menos sujeito a equívocos. A fadiga, principalmente visual, que o manejo do taqueômetro traz, deixa de existir, o que permite maior rendimento de trabalho. A opção dos DME para levantamentos topográficos comuns resume-se em uma questão de custo de equipamento por tempo útil de operação.

Entretanto, o que parece mais importante é que medidas anteriormente impossíveis de serem efetuadas diretamente, ou fora de alcance da precisão dos meios ópticos, são cobertas facilmente com os distanciômetros eletrônicos.

Uma conseqüência a certo modo curiosa é que automatização dos instrumentos ligada à maior segurança dos resultados e à maior cobertura em área e distância dos pontos a localizar, relega o operador do distanciômetro a uma importância secundária. O topógrafo responsável estará preferivelmente do "outro lado", comandando a disposição dos refletores nos pontos mais adequados. Esta situação é particularmente acentuada nos instrumentos capazes de registrar automaticamente as leituras, como é o caso, por exemplo, do REGELTA, da Zeiss Ob.

Determinação de altitudes

Os distanciômetros eletrônicos podem facilitar os trabalhos de nivelamentos trigonométricos. É válida a fórmula geral:

$$\Delta H = S_i \cdot \cos z + \frac{s_i^2}{2R} \cdot (1 - k) \cdot \operatorname{sen}^2 z + h_d - h_r$$

onde: s_i = distância inclinada medida com o DME
k = coeficiente de refração (em média = 0,11 a 0,13)
R = raio de curvatura terrestre (aproximadamente 6 370 km)
h_d = altura do distanciômetro
h_r = altura do refletor
z = distância zenital reduzida (da linha de visada)

$$= Z_t + \frac{(h_r - h_a) - (h_d - h_t)}{206\,265 \cdot s_h}$$

h_a = altura do alvo visado
h_t = altura do teodolito
s_h = distância horizontal provisória = $= s_i \cdot \operatorname{sen} z_t$

Nos distanciômetros conjugados com teodolitos

$$h_r = h_a \quad \text{e} \quad h_d = h_t$$

e portanto $z = z_t$.

Se a distância zenital z for obtida por visadas recíprocas simultâneas, os efeitos de curvatura e refração são compensados.

Levantamentos hidrográficos

Sempre foi um problema da técnica topográfica a localização de pontos sobre a água, em trabalhos de levantamentos para construção de portos e dragagem (fig. 25). A determinação das posições, por intersecção, com visadas simultâneas de teodolitos estacionados em pontos fixos nas margens, é pouco prática e insegura.

LOCALIZAÇÃO HIDROGRÁFICA

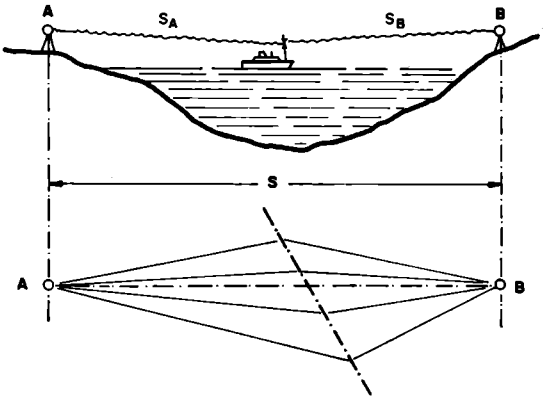


Figura 25

Na década passada o problema recebeu particular atenção, tendo sido tentados vários sistemas com sucessos relativos. Exceto o uso de feixes laser, empregados como guias para alinhamentos precisos, os processos ópticos, devido às dificuldades criadas pela necessidade de visibilidade na pontaria, são restritos à aplicação em terra firme. Os processos inerciais com giroscópio, ou a navegação por satélites, úteis para longos percursos, são dispendiosos e inadequados para as operações mencionadas. Outra possibilidade seria o emprego de rádio-freqüências, o que pode ser feito de três formas: definição de direção, tempo de trânsito de pulsos de onda e comparação de fase em CW (onda contínua). Em todos os casos a definição de direção é bastante precária.

Um dos melhores sistemas utiliza a diferença de fase entre dois emissores fixos, gerando malhas hiperbólicas isofásicas de localização. O sistema opera entre 1 e 2 MHz e requer na prática 3 ou 4 estações. A vantagem principal é que a instalação pode ser utilizada simultaneamente por vários barcos. Problemas de propagação induzem erros, por vezes superiores a 10 ou 15 m.

A medida direta com micro-ondas é consideravelmente mais precisa e será a melhor escolha

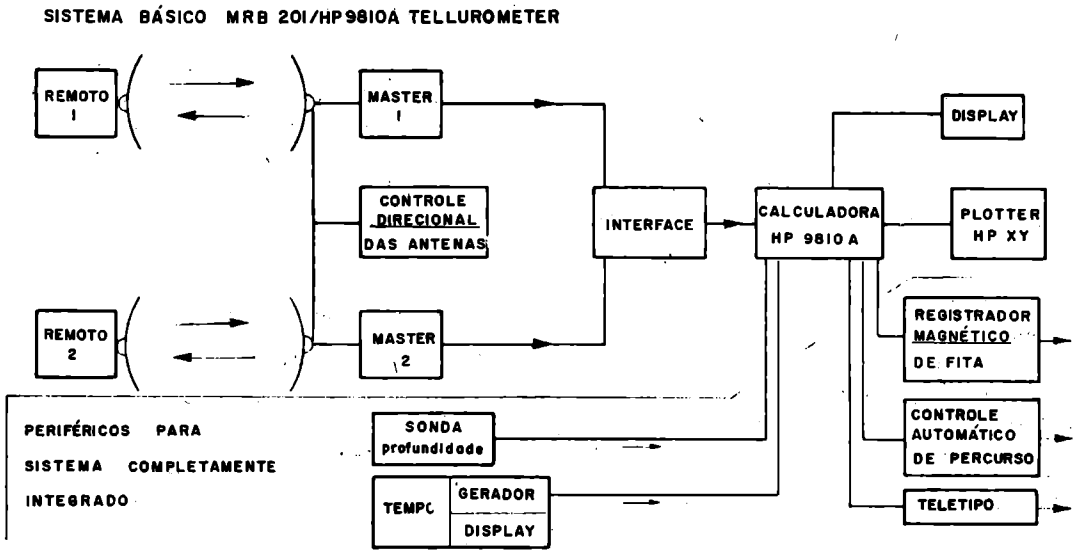


Figura 26

se esta precisão é importante. Os sistemas de micro-ondas podem usar o tempo de trânsito de pulsos de ondas, como no radar. São sistemas mais simples e de fácil operação. Entretanto, os tempos extremamente curtos a medir limitam suas possibilidades.

Os distanciômetros de micro-ondas permitiram criar nova técnica de localização de pontos. A amplitude bastante grande do cone de dispersão não obriga a visadas precisas. A localização é feita em relação a duas estações repetidoras fixas nos pontos de referência. A faixa de onda de 10 cm é mais favorável.

Os distanciômetros especialmente adaptados para essa operação são constituídos por conjuntos duplos ou mesmo triplos, automatizados, capazes de determinar simultaneamente as distâncias aos dois pontos de referência. São dotados, em regra, de saídas codificadas (B C D) e conjugados a computadores, registradores e plotters.

Como instrumentos característicos citamos: o MR 201 da Tellurometer, que opera com computadores HP 9810 A ou Digital Equipment PD 8, e o Autotape da Cubic Corporation.

O diagrama em blocos da fig. 26 nos dá idéia de uma instalação típica com o MR 201.

Levantamentos aéreos

A utilização dos distanciômetros de micro-ondas em aviões ou helicópteros permite aumentar as distâncias cobertas nas medidas com estes instrumentos e superar facilmente obstáculos, de outra forma difíceis ou impossíveis de transpor (fig. 27).

A idéia é medir simultaneamente, a bordo, as distâncias a duas ou três estações fixas. O sistema é automatizado como para os levantamentos hidrográficos. A altura de vôo deve ser determinada de alguma forma e deve ser a menor possível em benefício da precisão.

Para determinação do comprimento de uma linha, efetua-se o vôo cruzando essa linha e repetindo as medidas. Calcula-se depois a distância mais curta e reduz-se à horizontal.

É possível conseguir-se precisão de 0,6 a 1 metro, com alcance total até uns 200 km.

O processo parece ideal para gerar pontos de apoio nos levantamentos aerofotogramétricos com ligação direta a pontos de primeira ordem.

Pode-se preconizar alguma forma automática de localizar precisamente o ponto de tomada de cada fotograma. Se conseguida, a técnica de restituição sofrerá uma completa revolução.

Conclusão

A experiência tem mostrado a alta confiabilidade operacional dos modernos distanciômetros eletrônicos. O interesse demonstrado pelas forças armadas para aplicações de interesse militar forçou, por sua vez, a criação ou aprimoramento de instrumentos construídos dentro de rígidas especificações de resistência nas piores condições de trabalho.

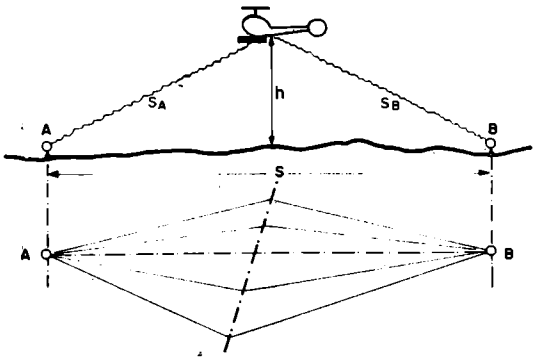


Figura 27

Por outro lado, a precisão atingida, garantida pela alta idoneidade dos poucos fabricantes, a facilidade de operação e rendimento de trabalho, já confirmaram o emprego sistemático desses instrumentos.

A resposta ao problema custo operacional é que as melhores firmas ligadas a topografia têm se equipado com DME por razões de concorrência. Além do mais, como já tivemos ocasião de ressaltar, as condições próprias de operação com os DME está modificando profundamente a própria metodologia tradicional em todos os campos da topografia e geodésia.

Entretanto, a substituição de um método direto de medida de distâncias, por outro pelo menos "palpável", não está isenta de perigos. Um distanciômetro viciado vai medir em "outra escala" e os erros disso resultantes não aparecem nos controles clássicos de erros por fechamento de figuras. É necessário que, entre outras precauções, o usuário estabeleça dentro de sua rotina de trabalho uma verificação periódica do instrumento. Isto é mais crítico quando o trabalho material, como de hábito, estiver entregue a operadores por vezes muito bons como tal, mas totalmente alheios ao significado de um resultado instrumental.

O desconhecimento das limitações próprias dos DME e de suas condições próprias de operação, pode ser causa de insucessos, por vezes de conseqüências funestas. Como em toda a medida, é imprescindível que se siga a metodologia adequeda de forma consciente, com rigorosa verificação das condições instrumentais e ambientais, não desistindo de nenhuma forma de controle possível.

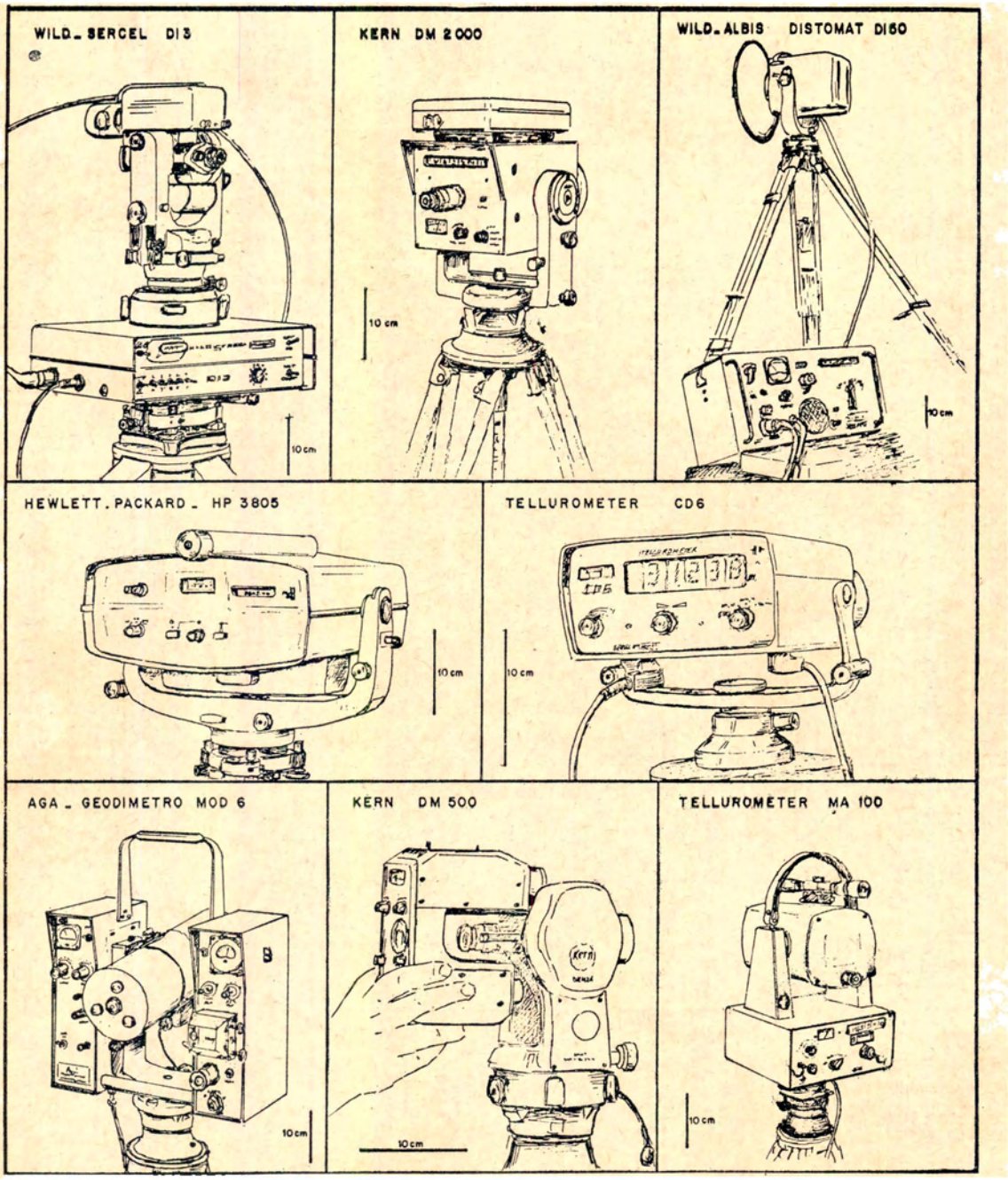
Referências

O autor deseja expressar seus agradecimentos aos representantes no Brasil dos fabricantes (relacionados a seguir) que forneceram generosamente catálogos e manuais de utilização de seus

TABELA III

SITUAÇÃO DOS SISTEMAS ELETRÔNICOS DE MEDIDA DE DISTÂNCIAS ENTRE OS SISTEMAS DE LOCALIZAÇÃO E NAVEGAÇÃO

FAIXA DE ÓNDA	INSTRUMENTO	APLICAÇÃO
VLF	Omega	Navegação a longa distância
LF	Decca	Navegação, localização hidrográfica
MF	Raydist	Localização hidrográfica
HF	Gee-H	Levantamento aéreo (obsoleto)
VHF	Secor	Posicionamento de satélites
UHF	—	Rádio-altimetria (antigo)
SHF (S)	Electrotape, etc.	Levantamentos terrestres e aéreos
SHF (X)	Tellurometer MRA 4	Levantamentos terrestres
Luz comum	Geodímetro, etc.	Levantamentos terrestres
Laser HeNe	Range Master, etc.	Levantamentos terrestres para longa distância
Laser rubi	—	Localização de satélites
IF (GaAs)	Reg Elta, etc.	Taqueômetros



ESBOÇOS DE ALGUNS DISTANCIÔMETROS ELETRÔNICOS MAIS COMUNS.

instrumentos, bem como permitiram, em diversas ocasiões, que se efetuassem experiências com os mesmos:

AGA-GEODÍMETRO — Estocolmo, Suécia
CARL ZEISS DE JENA — República Federal Alemã
CARL ZEISS DE OBERKOCHEN — Alemanha Ocidental
CUBIC CORPORATION — Califórnia, USA
ERTEL-GRUNDIG — Munique, Alemanha
HEWLETT PACKARD — Califórnia, USA
KERN — Aarau, Suiça
SIEMENS-ALBIS — Zurique, Suiça
TELLUROMETER — Nova Iorque, USA
WILD — Heerbrugg, Suiça

Ω

Rotação de Fase nos Amplificadores em BC, CC e EC

Francisco Bezerra Filho *

Os amplificadores transistorizados, quanto à configuração, dividem-se em três sistemas básicos: configuração em **base comum** (BC), configuração em **coletor comum** (CC), ou seguidor de emissor, e configuração em **emissor comum** (EC). Dependendo do uso do amplificador podemos optar por qualquer uma delas sem nenhum problema. Cada tipo de configuração tem uma propriedade particular, assim como: ganho de tensão, corrente e potência, impedância de entrada e saída, e rotação de fase do sinal amplificado na saída em relação à entrada (ver Tabela I). Neste artigo analisaremos a rotação de fase que o sinal sofre, da entrada para a saída, em cada tipo de configuração.

BC — Essa configuração de montagem é muito usada em amplificadores de alta freqüência, assim como entrada de seletores de canais de TV, sintonizadores de FM e em equipamento de telecomunicações operando na faixa de VHF e UHF. Essa configuração oferece as seguintes vantagens:

— serve como casador de impedância; efetua o casamento de uma baixa impedância de entrada (50 ohms) com uma alta impedância de saída (200 k ohms);

— amplificador de banda larga, sendo capaz de responder a uma ampla gama de freqüências, desde CC até 1 GHz;

— tem baixa figura de ruído; podemos utilizá-lo como amplificador de entrada, em caso de baixo nível de sinal, como em seletores de canais, sem que seja introduzido ruído no sinal amplificado.

Configuração base comum

Na fig. 1 temos um amplificador na configuração BC, operando em classe "A". A junção base-emissor está polarizada através da bateria VBB, sendo que uma parte da tensão cai na junção BE e o restante sobre RE, ou seja, VBB = VBE + VRE. A junção coletor-base é polarizada pela bateria VCC; uma parte cai sobre a junção coletor-base e o restante sobre RC, sendo que VCC = VCB + + VRC. Em condições de operação em regime CC, isto é, polarizado mas sem sinal CA na entrada, temos as seguintes tensões no ponto quiescente, ou ponto de repouso: VBE = 1 V e VCB = 10 V. Na entrada do amplificador temos um gerador de corrente alternada, com uma tensão de 0,6 Vpp, sendo ±0,3 Vp em torno do eixo zero (fig. 1-A).

* **Labor. Técnico da TELESP e Coorden. do Curso de Eletrônica do Colégio Técnico Avanço, de Sto. Amaro**

TABELA I

CONFIGURAÇAO DO CIRCUITO	BC 1	CC 2	EC 3
Impedância de entrada (Zi)	baixa ≅ 50 Ω	alta ≅ 2 MΩ	média ≅ 1,2 kΩ
Impedância de saída (Zs)	alta ≅ 200 kΩ	baixa ≅ 10 Ω	média ≅ 30 kΩ
Ganho de corrente (Gi)	baixo ≅ 1	alto ≅ 100	alto ≅ 100
Ganho de tensão	alto ≅ 1 000	baixo ≅ 1	alto ≅ 1 000
Ganho de potência (Ge × Gi)	médio ≅ 1 000	baixo ≅ 100	alto 100 000
Defasagem	não há (0°)	não há (0°)	180°

Quando ligamos a chave S1, temos uma tensão CC da bateria, de maneira que a tensão da junção base-emissor vai ser uma soma das duas em função do tempo. A tensão do emissor varia em torno da tensão de repouso de 1 V de ±0,3 V, ou seja, irá variar de 0,7 V a 1,3 V, como podemos ver na fig. 1-B.

Quando a tensão do gerador está no eixo zero, a tensão VBE é igual à tensão de repouso, ou seja, 1 V, ao passo que a tensão VCB é de 10 V. Durante o intervalo 1, que corresponde ao semi-ciclo positivo da tensão do gerador aplicada ao emissor, esta vai sobrepor-se à tensão CC da bateria. No caso da polaridade da tensão do gerador estar com a mesma polaridade haverá uma soma, caso contrário haverá uma subtração, como podemos ver na fig. 1-B. Como sabemos, a junção base-emissor é polarizada diretamente. Sendo o emissor negativo em relação à base, a tensão positiva do gerador, aplicada ao emissor, reduz a tensão da junção; ao mesmo tempo reduz a corrente do emissor e, supondo-se que IE ≅ IC, reduz a corrente do coletor.

Como a tensão de saída é a própria VCB, diminuindo IC, esta aumenta. A tensão CA sobreposta à CC varia na saída de 5 a 15 V, correspondendo a uma tensão de 10 Vpp, como podemos ver na fig. 1-C. Após o capacitor C2 temos a forma de onda na saída, só CA sem CC.

Na fig. 1-D observamos uma tensão de 10 Vpp, variando de ±5 Vp em relação ao eixo zero. No semi-ciclo negativo do sinal de entrada (intervalo 2) a seqüência é a mesma, mas com o sentido contrário. Na configuração BC não há rotação de fase entre o sinal de saída em relação à entrada; para cada intervalo ambos aumentam na mesma direção. Na Tabela I, coluna 1, temos os demais parâmetros para esta configuração.

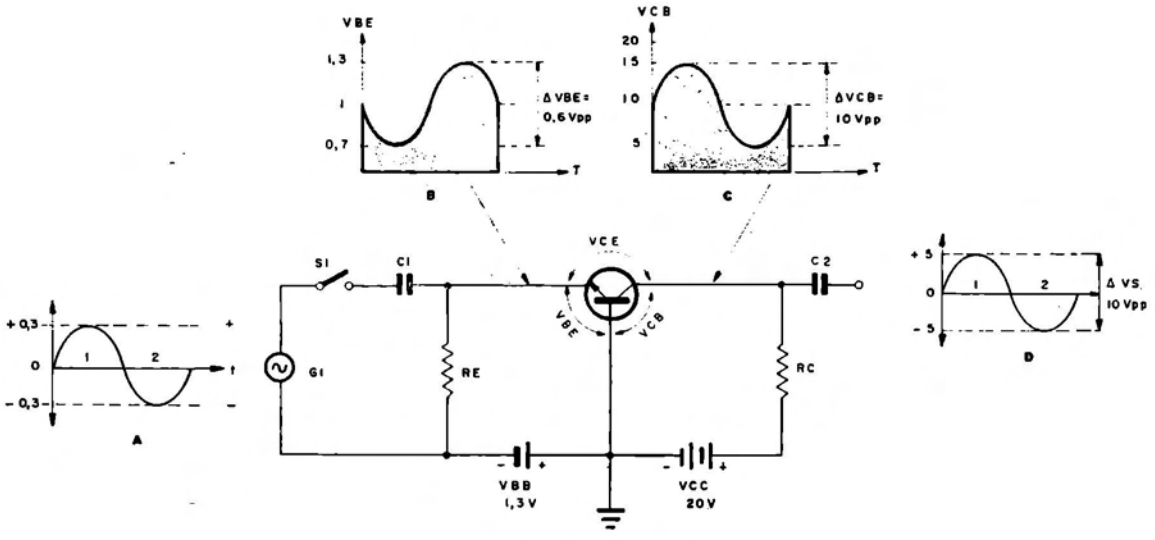


Figura 1

Configuração base comum (BC).

Configuração coletor comum

Esse tipo de configuração é também conhecido como seguidor de emissor pelo fato do sinal de saída ser retirado do emissor. A configuração CC tem muita semelhança com a BC; ambas são usadas como casador de impedância. A configuração CC casa uma impedância de alta para baixa (de 2 MΩ para 10 Ω).

Nos amplificadores de alta potência, com par complementar na saída, permite ligar os alto-falantes diretamente no emissor, onde temos uma baixa impedância. A impedância de entrada na CC é da ordem de 2 MΩ e a de saída é de ≅ ≅ 10 Ω. As baterias usadas como fonte de corrente contínua podem ser consideradas como sendo uma fonte de baixa impedância, representando um curto-circuito para o sinal CA. Neste caso, o coletor da fig. 2 é o ponto comum para

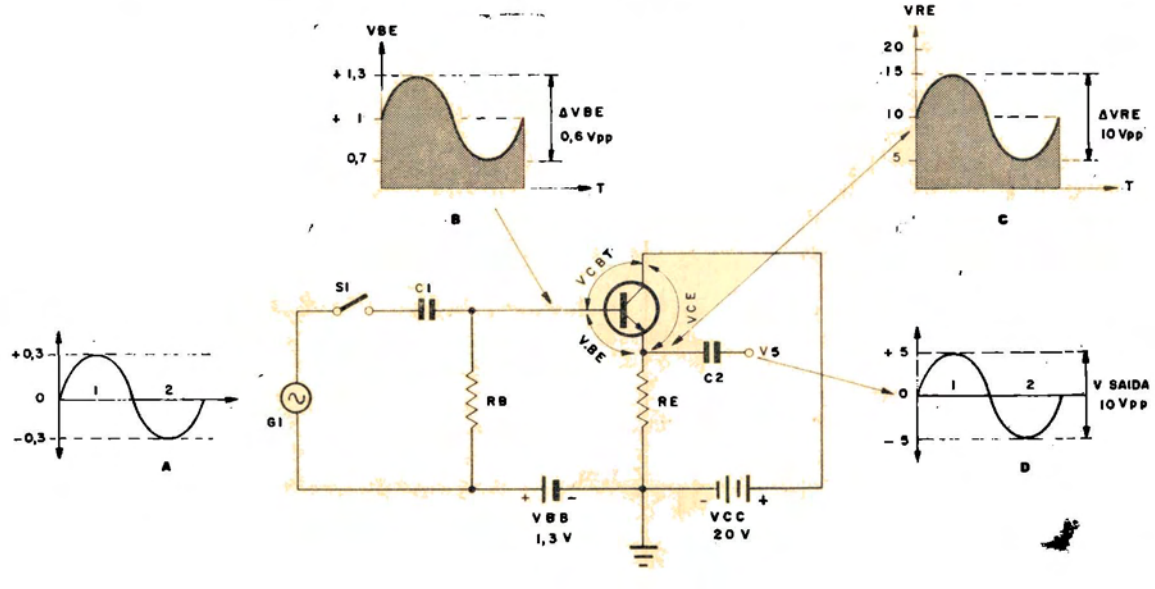


Figura 2

Configuração coletor comum (CC). (A) Tensão CA do gerador na entrada. (B) Tensão CA + CC na base. (C) Tensão CA + CC no emissor. (D) Tensão CA na saída.

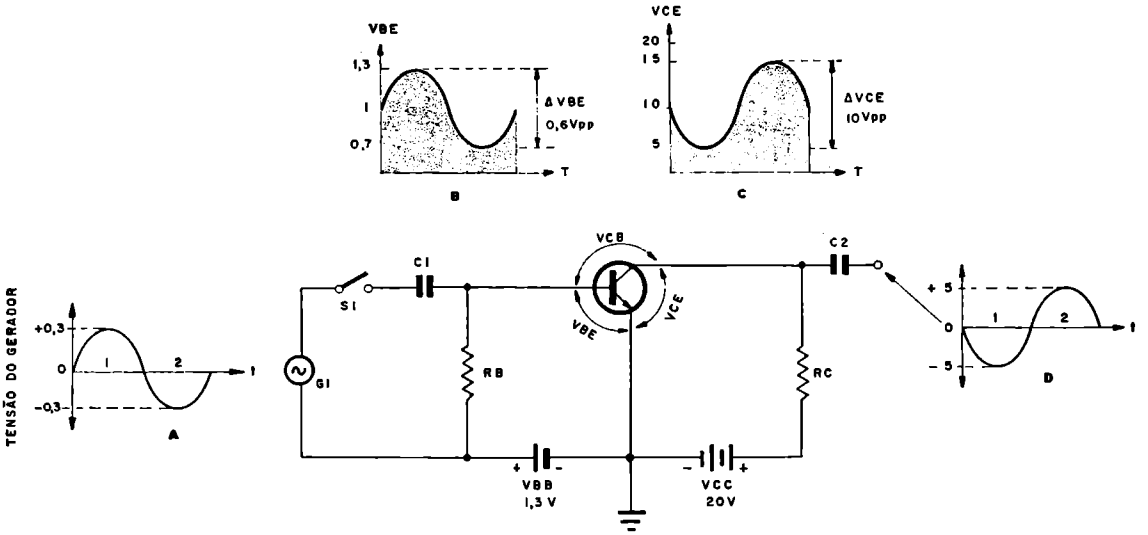


Figura 3

Configuração emissor comum (EC).

o sinal CA de entrada e saída. Na fig. 2 temos o diagrama de um amplificador na configuração CC, onde foram mantidas as mesmas tensões e pontos de polarização da fig. 1.

O sinal CA de entrada é aplicado à base, através de C1, e retirado na saída sobre Re através de C2; em ambos os casos os capacitores C1 e C2 têm a função de acoplar a CA e bloquear a CC. Quando aplicamos o semi-ciclo (intervalo 1) na base, a tensão CA está com a mesma polaridade da tensão CC; neste caso há uma soma, aumentando a tensão da junção base-emissor (fig. 2-B). Um aumento no VBE provoca um aumento na corrente do emissor, aumentando a queda de tensão sobre Rc; isto equivale a aumentar a tensão de saída (de 10 V vai para 15 V). No semi-ciclo negativo (intervalo 2) a tensão do gerador está com polaridade oposta em relação a VBB, reduzindo a tensão da junção base-emissor. Com isso diminui a corrente do emissor, e como a tensão de saída é o produto da corrente pelo resistor (Vs = Ic . Rc), ela também diminui. Mais uma vez não há rotação de fase do sinal de saída em relação ao sinal de entrada, ambos os semi-ciclos estando na mesma fase.

Configuração emissor comum

Entre as três configurações de circuitos, esta é a mais usada. Apresenta diversas vantagens sobre as demais, assim como ganho de potência, de tensão, corrente e impedância de entrada e saída média. Isto facilita o acoplamento com os demais circuitos. Na configuração EC o emissor é comum à entrada e à saída, e geralmente é ligado ao potencial terra, como podemos ver na fig. 3.

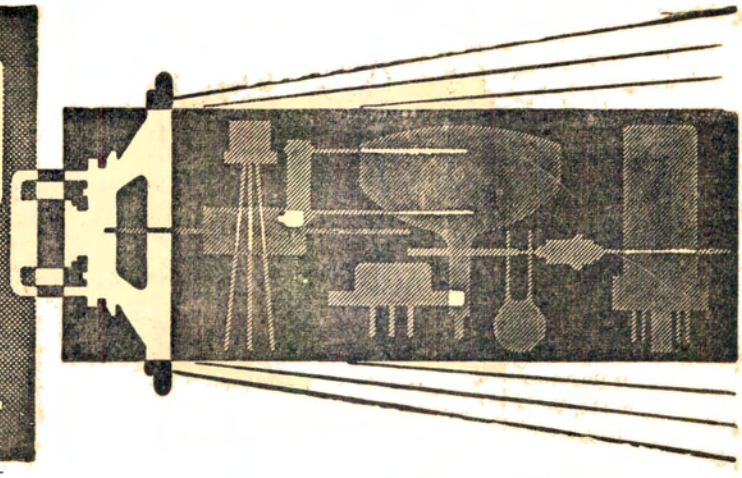
O sinal de entrada, fornecido pelo gerador G1, é aplicado à base e o sinal de saída é retirado do coletor. O sinal CA do gerador é sobreposto ao sinal CC de VBB, ao passo que a variação de tensão de VCE é retirada do coletor através de C2; este bloqueia a CC e acopla a CA. Na fig. 3-D temos a forma de onda do sinal de CA na saída.

No semi-ciclo positivo do gerador (intervalo 1), o sinal está com a mesma polaridade de VBB, havendo uma soma da tensão na junção base-emissor. Isto aumenta a corrente da base e, em conseqüência, a corrente do coletor, pelo fato de Ic = B . IB. A tensão da bateria VCC é constante e é igual à soma de VCE + VRc. Com o aumento da corrente do coletor aumenta a queda de tensão sobre Rc e diminui o VCE, que por sua vez é a tensão de saída sobreposta à CC.

O sinal de entrada (3-A) e o sinal de saída (3-D) estão defasados de 180 graus; quando o sinal de entrada aumenta, no semi-ciclo positivo, o sinal de saída diminui, tornando-se negativo. O mesmo raciocínio é válido para o semi-ciclo negativo de entrada (intervalo 2). Agora quando o sinal de entrada diminui o de saída aumenta, e mais uma vez estão defasados de 180 graus.

Ω

NOTICIÁRIO INDUSTRIAL

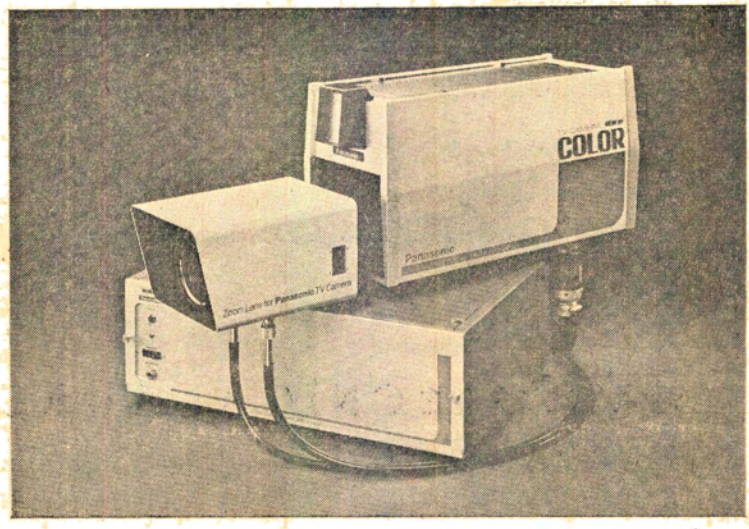


1ª Convenção de Produtos Especiais da National

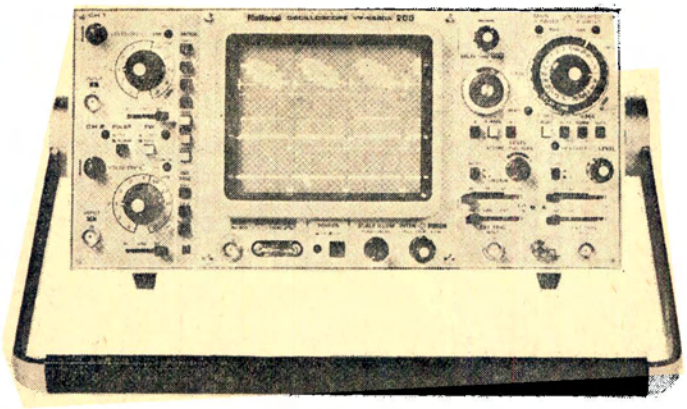
Realizou-se nos dias 2 e 3 de março a 1ª Convenção de Produtos Especiais da National.

Além das interessantes palestras sobre os produtos especiais, os participantes tiveram oportunidade de tomar contacto com esses produtos, uma vez que havia uma linha completa deles, em funcionamento, no local da Convenção (Hotel Eldorado — S. Paulo).

Em entrevista à imprensa, os srs. Yutaka Tanaka (Diretor do Dpto. de Áudio/Vídeo), Kazunori Tsumagari (Gerente do Dpto. de Exportação) e S. Koyama (Gerente do Dpto. de Equipamentos de Comunicação) tiveram a oportunidade de expor os planos da National em relação ao mercado brasileiro que, em síntese, consistem inicialmente em uma tomada de contacto com os consumidores em potencial para os produtos especiais, com especial ênfase aos equipamentos de CCTV para fins educacionais e de vigilância, bem como à linha de instrumental eletrônico.



Câmara a cores mod. WV-2150 com unidade de controle WV-8250. Essa câmara utiliza o novo tubo Newvicon, da Panasonic, que é mais sensível à luz que os vidicons comuns.



Osciloscópio de triplo traço, de 200 MHz, mod. VP-5520A, com sensibilidade máxima de 2 mV/divisão. Os dois primeiros traços mostram os sinais presentes nas entradas dos canais 1 e 2, enquanto que o terceiro traço (na parte inferior da tela) mostra o sinal de gatilho.

Dentre a vasta linha de produtos especiais da National, podemos destacar os seguintes:

Equipamentos para TV — Câmaras para estúdios de TV (a cores e branco e preto), câmaras compactas (a cores), sistemas de telecine, gravadores de vídeo (cassette e rolo), geradores de efeitos especiais para TV, sistemas de circuitos fechados de televisão, monitores de vídeo e de formas de onda, geradores de data e hora, etc.

Instrumental eletrônico — Osciloscópios de traço singelo, duplo traço e triplo traço (CC a 200 MHz), contadores eletrônicos de freqüência, período e intervalo de tempo (CC a 250 MHz e 10^4 segundos a 1 μs), multímetros digitais, voltímetros e milivoltímetros eletrônicos, geradores de ondas senoidais e quadradas (10 Hz a 1 MHz), amperímetros de alicate, etc.

(National do Brasil Ltda. — Av. Ermano Marchetti, 780 — Fone: 261-3975 — CEP 05038 — São Paulo - SP).

Sistema Europeu "C.E.C.C.", de Segurança de Qualidade, no Próximo Salão Internacional de Componentes Eletrônicos

No primeiro Salão Internacional de Componentes Eletrônicos, que se realizará em Paris, de 3 a 8 de abril, será posto, pela primeira vez, à disposição dos visitantes profissionais, um centro de informações sobre o sistema europeu C.E.C.C. ("Cenelec Electronic Components Committee"), que assegura a qualidade dos componentes eletrônicos.

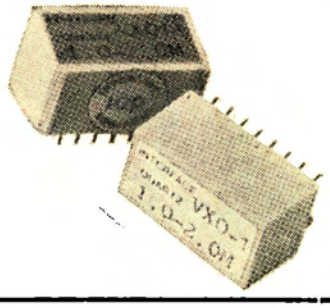
Por meio da constante vigilância de fabricação, o sistema permite verificar que os componentes estão de acordo com as normas específicas de fabricação.

A experiência adquirida na França e na Inglaterra, acerca desse sistema, serviu de base para que se instalasse progressivamente um sistema europeu. Assim, cerca de 400 tipos de componentes, tanto ativos como passivos, já receberam o certificado de conformidade com o C.E.C.C. No próximo Salão os visitantes terão ocasião de conhecer melhor as vantagens que este sistema de garantia oferece aos compradores e usuários de componentes.

Com tal finalidade, serão expostos em um stand especial amostras de todos os componentes, atualmente existentes, certificados pelo C.E.C.C. Por outro lado, terão lugar no Salão três debates cuja introdução estará a cargo de usuários de componentes procedentes de diversos setores de equipamento: aeronáutica, indústria automobilística, telecomunicações, etc.; esses debates darão a oportunidade de expressarem suas opiniões a todos aqueles que se interessem por problemas de qualidade.

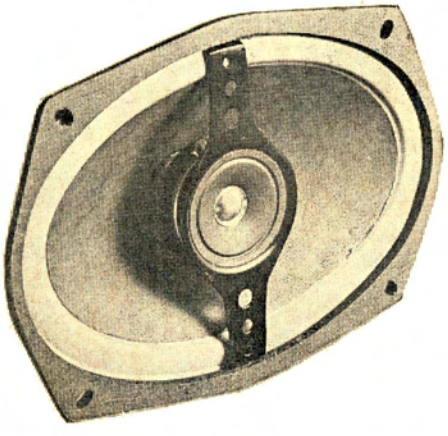
Oscilador a Cristal

Especialmente projetado para ser utilizado com circuitos TTL, o oscilador a cristal VXO-1, da "Verospeed", proporciona saídas normais e complementares em 1 MHz e 2 MHz. O coeficiente de temperatura é de 1 p.p.m./°C e a saída é uma onda quadrada



com tempos de subida e de descida inferiores a 20 ns. Requer uma alimentação de 5 V sob 35 mA.

(Verospeed — 10 Barton Park Industrial Estate, Eastleigh, Hants SO5 5RR, Inglaterra).



Novo Alto-falante Coaxial Novik para Automóveis

Especialmente destinados a sistemas de som em automóveis, os novos alto-falantes PES-C da Novik são fabricados em dois modelos: 6 PES-C e 69 PES-C (de 6" e 6" × × 9", respectivamente).

Cuidadosamente projetados pelos Departamentos de Engenharia e Técnico da Novik, os novos alto-falantes se destinam especialmente aos modernos toca-fitas e auto-rádios de FM. Dentre suas principais características podemos destacar: 50 watts de potência, ímã super-pesado (430 g), bobina móvel em alumínio com 33 mm de diâmetro, "tweeter" especial, "woofer" com borda flexível e carcaça com acabamento fosfatizado.

Os novos alto-falantes são submetidos a testes para resistir a temperaturas até 110°C, umidade, poeira e vibrações inerentes aos veículos automotores.

(NOVIK S.A. Indústria e Comércio — Caixa Postal 7483 — São Paulo — SP).

Ω

GER-SOM
COMÉRCIO DE ALTO-FALANTES LTDA.
A ÚNICA CASA ESPECIALIZADA

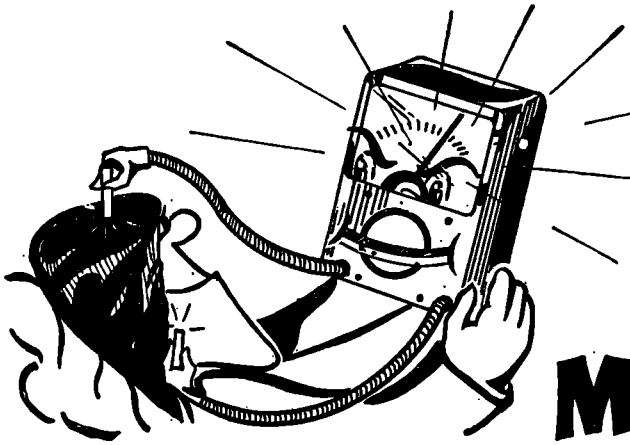
A MAIOR VARIEDADE EM ALTO-FALANTES, TWEETERS E DIVISORES DE FREQÜÊNCIA PARA AUTO-RÁDIOS, TOCA-FITAS E CAIXAS ACÚSTICAS.

Matriz: Rua Santa Ifigênia, 622
Fones: 220-2562 — 220-8490

Filial: Rua Santa Ifigênia, 186
Fone: 37-4737

São Paulo — SP — CEP 01207

Estacionamento gratuito para clientes



TESTE VOCÊ MESMO

Como estão seus conhecimentos sobre instrumentos de medida? Você sabe como se calcula um "shunt" ou uma resistência multiplicadora? Tente resolver os testes abaixo e, se for reprovado, isto é, se responder certo menos da metade, é hora de pensar em fazer um curso sobre Instrumentação Eletrônica. (No próximo número desta Revista serão dadas maiores informações sobre esse curso).

1) De u'a maneira simples podemos definir um "shunt", ou derivação, como:

- ☐ a) uma resistência de grande valor ligada em paralelo com o instrumento de bobina móvel nos voltímetros
- ☐ b) uma resistência de pequeno valor ligada em paralelo com o instrumento de bobina móvel nos amperímetros
- ☐ c) uma resistência de grande valor ligada em série com o instrumento de bobina móvel nos voltímetros
- ☐ d) uma resistência de pequeno valor ligada em série com o instrumento de bobina móvel nos amperímetros

2) Para u'a medida de corrente, de que modo devemos ligar o amperímetro ao circuito?

- ☐ a) em paralelo com o circuito, de modo que toda a corrente da fonte circule pelo instrumento
- ☐ b) em série com a fonte, de modo que a corrente circule pelo instrumento passando para a carga
- ☐ c) com as duas pontas de prova no mesmo ponto do circuito
- ☐ d) tanto em série como em paralelo com o circuito, dependendo da intensidade da corrente a ser medida

3) Um miliamperímetro, com fundo de escala de 2 mA e resistência interna de 200 Ω, pode ser usado como um voltímetro para que fundo de escala? (sem a utilização de resistência multiplicadora)

- ☐ a) 2 V
- ☐ b) 1 V
- ☐ c) 0,2 V
- ☐ d) 0,1 V

4) Qual deve ser o valor do "shunt" usado com um miliamperímetro de 0-1 mA e resistência interna de 100 Ω, para que possamos usá-lo como um miliamperímetro com fundo de escala 100 mA?

- ☐ a) 10 Ω
- ☐ b) 100 Ω
- ☐ c) 0,1 Ω
- ☐ d) 1 Ω

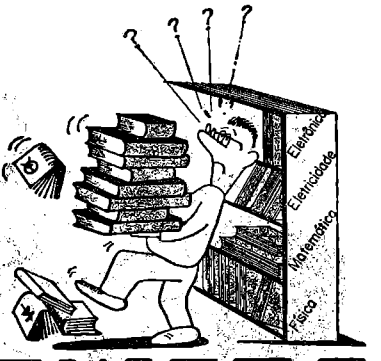
5) Qual deve ser o valor da resistência multiplicadora que permite usar um miliamperímetro de 0-1 mA e resistência interna de 100 Ω como voltímetro de 0-10 V?

- ☐ a) 100 kΩ
- ☐ b) 99,9 kΩ
- ☐ c) 9,9 kΩ
- ☐ d) 9 kΩ

6) Qual será a sensibilidade do voltímetro da questão 5?

- ☐ a) 10 000 ohms por volt
- ☐ b) 1 000 ohms por volt
- ☐ c) 5 000 ohms por volt
- ☐ d) 100 000 ohms por volt

RESPOSTAS: 1) (b) 2) (b) 3) (d) 4) (b) 5) (c) 6) (b)



LIVROS EM REVISTA

Relação dos livros da TAB BOOKS (USA) recebidos por esta Redação:

— HOW TO USE AF & RF SIGNAL GENERATORS (Georg de Lucenay Leon) — Um guia prático, tipo "livro de receitas", que mostra ao leitor exatamente qual o equipamento necessário e como fazer cada medição ou ajuste.

— CBer's HANDY MANUAL OF SSB (Edward L. Safford) — Contém tudo que o operador da faixa do Cidadão necessita saber sobre comunicações em SSB.

— THE ABC BOOK OF HI-FI/AUDIO PROJECTS (Georg de Lucenay Leon) — Um livro essencialmente prático, com projetos e montagens, para os aficionados da alta fidelidade, principiantes e veteranos.

— PHOTO GUIDE TO AM/ /FM STEREO REPAIR (Homer L. Davidson) — Um guia prático, fácil de usar, na orientação de reparações de sintonizadores AM/FM estéreo. Fartamente ilustrado com fotografias.

— HOME-BREW HF/VHF ANTENNA HANDBOOK (William Hood) — Uma verdadeira fonte de informações práticas sobre projetos e aplicações de sistemas de antenas, bem como sobre técnicas de acoplamento e casamento.

— MODERN DIGITAL COMMUNICATIONS (E. J. Ross) — Um guia completo para a utilização e compreensão dos modernos sistemas de comunicações digitais.

— MICROPROCESSOR PROGRAMMING FOR COMPUTER HOBBYSTS (Neil Grahan) — Esta obra foi escrita especialmente para os "hobbystas" de computadores, interessados nas técnicas médias e avançadas de programação e estruturação de dados. Foi escrita para complementar os manuais de instrução dos fabricantes e os textos introdutórios de linguagem de programação.

(TAB BOOKS — Blue Ridge Summit, Pa. 17214 — U.S.A.).

Ω

AGORA A SUA LOJA DE INSTRUMENTOS!

PARA SUA SEGURANÇA E COMODIDADE, BERNARDINO E MIGLIORATO INSTALOU UMA LOJA ESPECIALIZADA E EXCLUSIVA EM INSTRUMENTOS DE MEDIÇÃO ELÉTRICOS E ELETRÔNICOS, PRÓXIMA À R. SANTA IFIGÊNIA.

"UMA TRADIÇÃO EM INSTRUMENTAÇÃO DESDE 1944"

BERNARDINO MIGLIORATO & CIA. LTDA.

Rua Vitória, 554 — loja térrea — Fone: 220-3986
CEP 01210 — S. PAULO — BRASIL

Vendas com assistência técnica!

REVISTA MONITOR
DE RÁDIO E TELEVISÃO

REDAÇÃO E ADMINISTRAÇÃO:

R. Timbiras, 263 - Fone: 220-7422 - C.P. 30 277 - SP

Propriedade do
INSTITUTO RÁDIO TÉCNICO MONITOR LTDA.

Diretoria:
ACHILES LEOPARDI
ODARCY S. BARINI
WALDOMIRO RECCHI

Redator:
OCTAVIO A. DE TOLEDO ASSUMPÇÃO

Secretária de Redação:
HELOISA HELENA P. HUFF

Desenhos:
MOACYR JOSÉ GONÇALVES

Consultor Permanente:
NICOLÁS GOLDBERGER

Supervisor Técnico:
Engº ADALBERT W. MIEHE

Contacto:
CLÁUDIO R. RODRIGUES

Colaboram neste número:
Adolfo Toyomaro Ichiki
Aécio Flávio Baraldi Siqueira
Carlos Rodrigues Ladeira
Francisco Bezerra Filho
João Michel
Jomar Napoleão da Silva
Odécio Dandaro Júnior
R. E. Flory
Wagner Ideali
Waldyr Yassuo Kamakura
IBRAPE
RCA ENGINEER
WIRELESS WORLD

Produção Gráfica:
TIPOGRAFIA AURORA LTDA.
Rua Gal. Couto de Magalhães, 396

Distribuidor exclusivo:
FERNANDO CHINAGLIA DISTRIBUIDORA S.A.
Rua Teodoro da Silva, 907 — ZC-11
RIO DE JANEIRO — RJ

Publicidade:
MONITOR PROMOÇÕES E PUBLICIDADE LTDA.
Rua João Rudge, 366, 1º andar
Caixa Postal 30 277 — SÃO PAULO - SP

CIRCULAÇÃO

Publicação mensal que circula em todo o País, Portugal e Províncias Ultramarinas.

Tiragem: 23 000 exemplares

ASSINATURAS:

1 ano	Cr$	212,00
2 anos	Cr$	413,00

Índice dos anunciantes

Alfatronic	10
"Artelco"	2
Atlas	19
Bernardino & Migliorato	98
Biasia	17
Bravox	2ª capa
Cardeal	21
C. Div. Pinheiros	11, 15
Datatronix	22
Delta	8
Electra	4
Eletrônica Morato	13
Eletrônica Rudi	18
Fonecontrol	14
Gemisa	6
Ger-Som	96
Idim	7
Instituto Monitor	64
Kasval	3ª capa
Lifon	4
Litec	12, 81
L. Meg	22
Lojas do Livro Eletrônico	23
Magnasom	19
Menta	17
Milton Molinari	5
Multi Kits	1
National	81
Novik	9
Palley	4
Philco	4ª capa
Polybest	22
Rádio Emegê	18
Radiotécnica Aurora	14, 16, 20, 32, 93
Renz	81
Reparatur	18
Sincler	68
Telestasi	11
TMK	63
Transistécnica	3

Monitor

REVISTA MONITOR

de Rádio e Televisão

Nº 360
ANO XXXI
ABRIL
1978

REGISTRO
336.P.209/73
DCDP - DPF

Fundada em outubro de 1947 por Nicolás Goldberger

Sumário

Astronomia Eletrônica 24
Temporizador de Luz Interna para Automóveis 30
Projeto de Conformadores de Onda Triangular para Senoidal 33
ÁUDIO: Sistemas de Alto-Falantes Múltiplos — Conclusão 42
Os Transdutores 48
As FASTs em Estado Sólido (Fontes de Alimentação sem Transformador em Estado Sólido) — Parte II 54
TELEVISÃO: Utilização do Gerador Padrão de Barras Coloridas . 65
IDÉIAS & CIRCUITOS: Indicador de Sintonia 69
Chave Seletora de Áudio 70
Multivibradores — Biestável, Astável e Monoestável 71
Distanciômetros Eletrônicos — Conclusão 82
Rotação de Fase nos Amplificadores em BC, CC e EC 89
NOTICIÁRIO INDUSTRIAL 94
TESTE VOCÊ MESMO 97
LIVROS EM REVISTA 98

NOSSA CAPA:

Principais componentes da linha de produtos da BEGLI — Ind. de Compon. Eletrônicos Ltda.

PROIBIDA A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DOS ARTIGOS E ILUSTRAÇÕES PUBLICADOS NESTA REVISTA.
Os artigos assinados são de inteira responsabilidade de seus autores. O conteúdo e a matéria redacional dos anúncios são de responsabilidade do anunciante.