

REVISTA MONITOR DE

RÁDIO e TELEVISÃO

GW

ABRIL

1977

N.º 348

Cr\$ 15,00



ALARME DIGITAL

Osmar Grandino
Roberto Braga

O alarme aqui apresentado foi concebido originalmente para acusar anormalidades em processos industriais, mas poderá ser usado onde se necessite sinalizar, acústica e visualmente, a presença de um evento anormal qualquer.

Mesmo que a falha que se pretende sinalizar seja intermitente, o alarme memoriza o sinal na primeira manifestação do defeito e o anuncia a um operador através de uma sinalização luminosa e de um tom de áudio, pulsantes na mesma frequência.

Assim que o operador toma conhecimento da presença do alarme, pelo pressionar de um botão faz com que a sinalização acústica se interrompa e a luminosa deixe de pulsar, permanecendo o indicador visual aceso. Logo que a condi-

ção anormal desaparece, o indicador luminoso se apaga, informando ao operador que a condição normal retornou.

O contacto normalmente aberto (S1) que fornece o pulso para acionar o alarme é integrante do sensor utilizado, que dependerá da finalidade a que se destina, podendo ser um detector de incêndio, de nível para líquidos, foto-elétrico, de ausência de energia elétrica, de pressão, etc.

A fig. 1 mostra o diagrama esquemático completo do alarme. CI2 é um biestável que tem por função memorizar o pulso de alarme e transferi-lo ao multivibrador astável formado por CI3 e que gera os pulsos para os indicadores luminoso e sonoro.

O indicador luminoso é constituído por um LED (D3) ligado à saída do astável. Na mesma saída está ligado um oscilador de áudio (C14), cuja frequência pode ser variada. Q1 amplifica o som a um nível conveniente.

Os três estados da sinalização luminosa — pulsada, acesa e apagada — são definidos pela lógica formada por CI1 e pela porta "OU" formada por D1 e D2.

Funcionamento

Na condição normal, as saídas do biestável (CI2) serão $Q = 0$ e $\bar{Q} \neq 1$. Nesta condição, o terminal 4 de CI3 também estará com nível lógico zero, não permitindo com isso que haja pulsos na saída de CI3. Ao mesmo tempo a lógica formada pelas portas con-

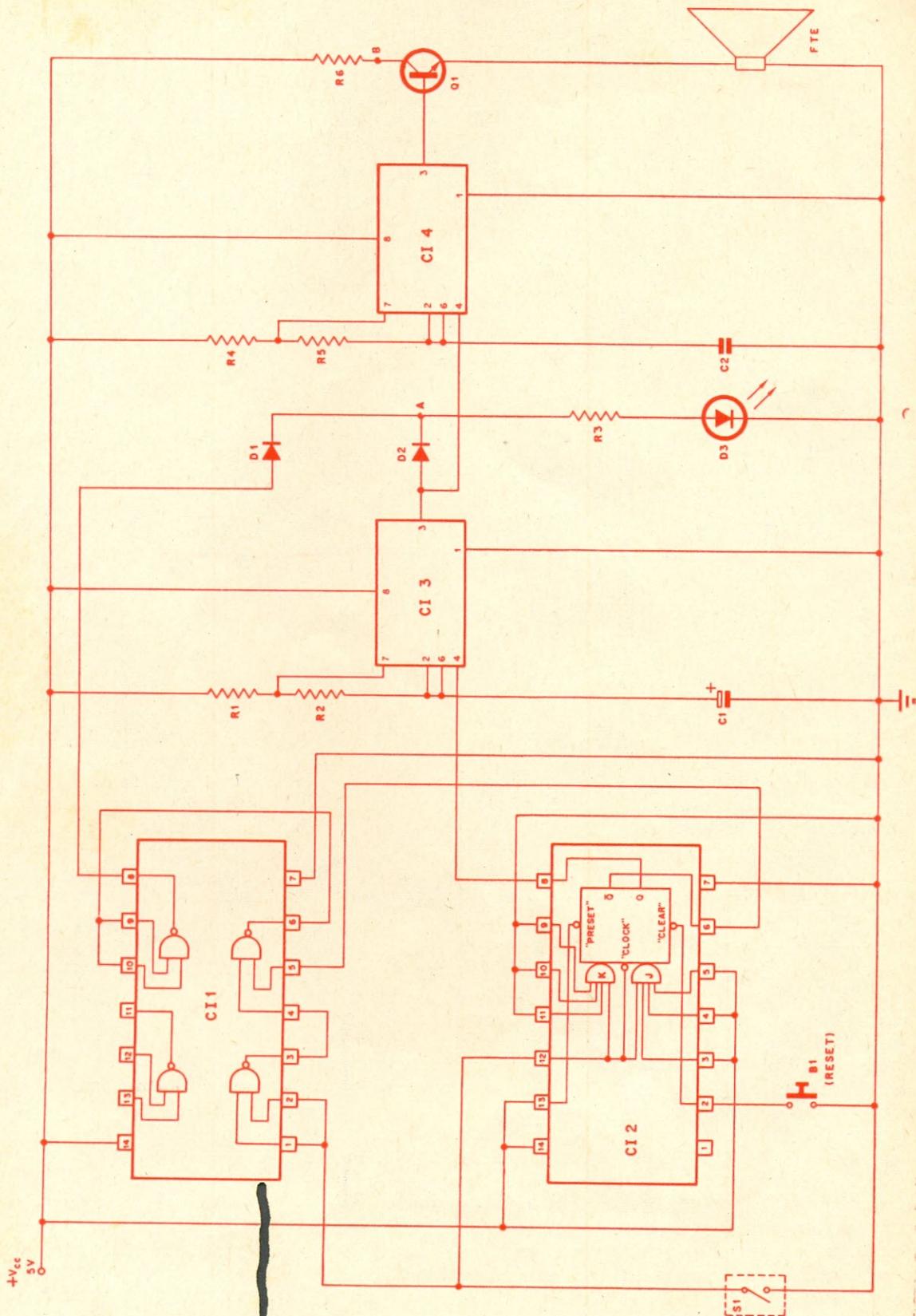


Figura 1

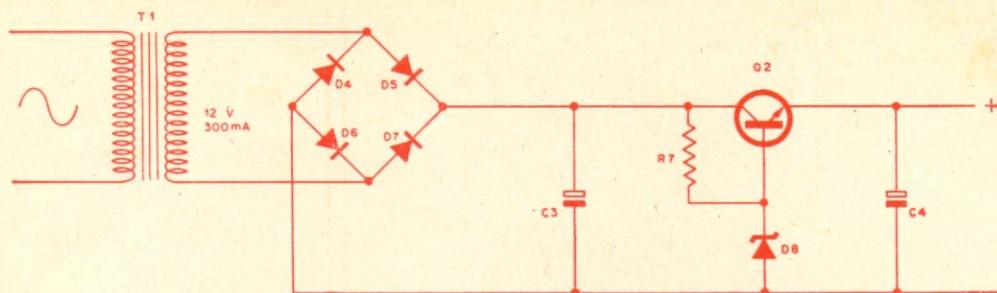


Figura 2

tidas em CI1, e que é comandada pelos contactos do sensor e pela saída \bar{Q} do biestável, fornecerá também nível lógico zero no terminal 8. Portanto não haverá oscilações de áudio, nem tensão sobre o LED D3, que permanecerá apagado.

Quando o sensor detectar condição de alarme, a saída Q de CI2 passará para nível lógico 1, acionando o multivibrador astável (CI3) que, por sua vez, acionará o oscilador de áudio formado por CI4 e o LED D3, proporcionando a sinalização visual e sonora intermitentes. Como $\bar{Q} = 0$, a saída de CI1 continuará em nível lógico zero.

Assim que o interruptor de reciclagem ("reset") for acionado, a saída Q voltará ao nível zero, desligando as sinalizações intermitentes, e \bar{Q} voltará ao nível 1 fazendo com que a saída de CI1 fique em nível lógico 1 e acenda o LED até que os contactos do sensor se abram novamente.

Montagem

A montagem do alarme digital não apresenta dificuldades, uma vez que utiliza poucos componentes.

A alimentação do circuito é de 5 V estabilizados. Poderá ser usada a fonte da fig. 2.

Caso se necessite de uma luminosidade maior, pode-se utilizar um estágio de potência que deverá ser ligado ao ponto A do circuito, assim como um amplificador de áudio de maior potência poderá ser ligado ao ponto B.

Lista de material

CI1 — circuito integrado N7400A
 CI2 — Circuito integrado N7472A
 CI3, CI4 — circuito integrado LM/555CN
 Q1 — transistor BC338
 Q2 — transistor BC140
 D1, D2 — diodo 1N4152 ou equivalente

D3 — diodo LED FLV 110 ou equivalente

D4 a D7 — diodo 1N4001

D8 — zener 5V6, 1/4 W

C1 — capacitor eletrolítico 2 μ F, 25 V

C2 — capacitor de poliéster metalizado, 10 kpF, 250 V

C3, C4 — capacitor eletrolítico 500 μ F, 25 V

R1, R4 — resistor 1 k Ω , 0,33 W, 5%

R2 — resistor 430 k Ω , 0,33 W, 5%

R3, R6 — resistor 100 Ω , 0,33 W, 5%

R5 — resistor 51 k Ω , 0,33 W, 5%

R7 — resistor 150 Ω , 0,33 W, 5%

Diversos:

B1 — interruptor de pressão (Joto), normalmente aberto

FTE — alto-falante miniatura, 8 Ω

T1 — transformador: primário — rede local; secundário: 12 V, 300 mA.

Ω

COLABORAÇÕES

Se você desenvolveu algum projeto original ou se tem em mente escrever algum artigo que acredite ser de interesse dos leitores, sugerimos que entre em contacto conosco, expondo o teor do artigo, a fim de que o mesmo possa ser submetido à apreciação da Redação.

JOGO DE LUZES

João Henrique R. Rodrigues

Sem dúvida, a obtenção de diferentes efeitos luminosos continua a ser um dos passatempos favoritos dos experimentadores, além de ser um dos dispositivos indispensáveis para a "incrementação" de bailes e festinhas.

Misturando-se os efeitos de multivibradores astáveis e fazendo-os comandar retificadores controlados de silício (SCR), consegue-se obter jogos de luzes "piscantes" cuja velocidade dependerá dos valores dos componentes do circuito.

Para os "fanáticos" ou simples admiradores de efeitos luminosos, desenvolvemos o circuito que será descrito neste artigo.

PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O funcionamento do circuito se baseia nos estados está-

veis de multivibradores, proporcionando seqüentes faixas de condução e não-condução.

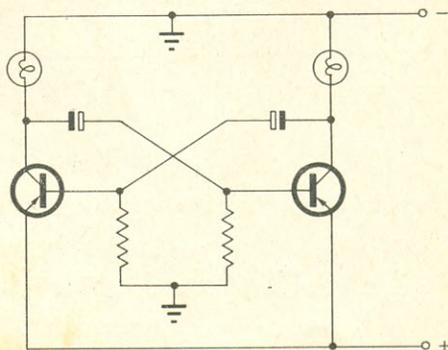
Os transistores empregados funcionam como comutadores (chaves liga-desliga), acionados por uma corrente bastante fraca. Quando uma corrente for forçada a circular em sua base, uma corrente bem maior circulará em seu coletor. Esta corrente terá intensidade variável, de acordo com o transistor empregado.

O capacitor é um elemento cuja característica é a de ar-

mazenar uma carga elétrica, quando conectado a uma fonte de alimentação (uma pilha, por exemplo). A velocidade com que ele se carrega depende do valor de sua capacitância. Durante esta carga circulará uma corrente até que este esteja carregado. Para descarregá-lo basta que se curto-circuite seus terminais.

Se juntarmos as propriedades do transistor e do capacitor, poderemos construir um multivibrador. Assim, se ligarmos lâmpadas nos coletor-

Figura 1
Diagrama básico de um multivibrador astável.



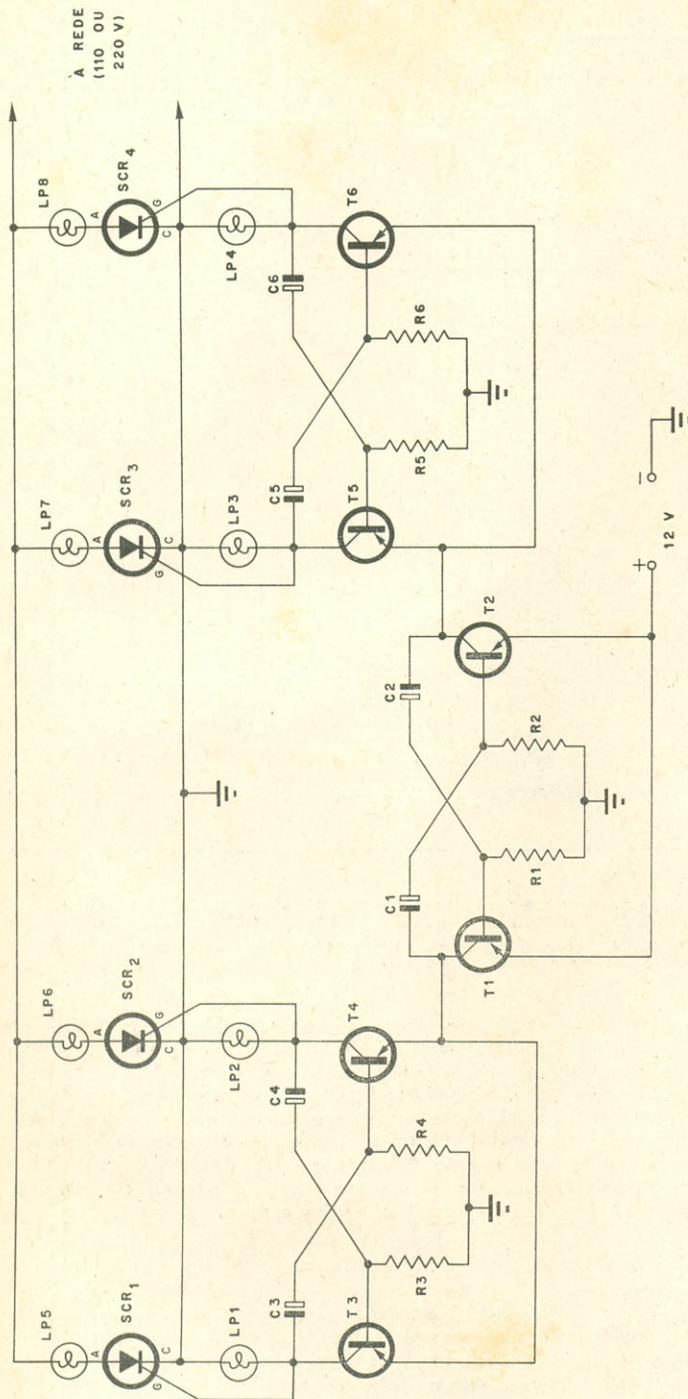


Figura 2

Diagrama esquemático do sistema de jogo de luzes.

res dos transistores em cada instante somente uma delas poderá estar acesa. Quando uma apagar a outra obrigatoriamente acenderá e vice-versa (fig. 1).

Aproveitando estas propriedades podemos empregar, em conjunto com as lâmpadas, retificadores controlados de silício (SCR), que permitirão o controle de lâmpadas de maior potência.

No nosso caso empregamos dois multivibradores para comando das lâmpadas, multivibradores esses que, por sua vez, são comandados por um multivibrador principal (veja o diagrama esquemático na fig. 2). A frequência de comutação dos multivibradores pode ser alterada alterando-se os valores dos resistores, dos capacitores ou de ambos. Para nosso gosto o melhor efeito foi obtido com os valores dados no circuito. Entretanto, como gosto não se discute, fica a cargo do leitor seguir a "receita" ou experimentar por conta própria; no entanto, é bom que se tenha em mente que a frequência de comutação do multivibrador principal (constituído por T1 e T2) deve ser menor que a frequência de comutação dos multivibradores de comando das lâmpadas.

MONTAGEM

Como não se trata de um circuito crítico, não há recomendações especiais a respeito da montagem. Ela pode ser feita tanto em pontes de terminais como em circuito impresso. No caso de ser adotado este último sistema, deve-se tomar cuidado de deixar um espaçamento de pelo menos 7 mm entre os filetes de cobre de conexão dos anodos e catodos do SCR, a fim de evitar que eventuais faíscas venham a danificar os componentes.

Cada SCR pode comandar uma carga de até 100 watts. Isto significa que as lâmpadas LP5, LP6, LP7 e LP8 podem ser de 100 watts cada uma, ou uma combinação de lâmpadas em paralelo que dê no máximo 100 W (por exemplo, 4 lâmpadas de 25 W, 2 de 40 W ou 6 de 15 W). Essas lâmpadas podem ser de 110 V ou 220 V, dependendo da tensão da rede.

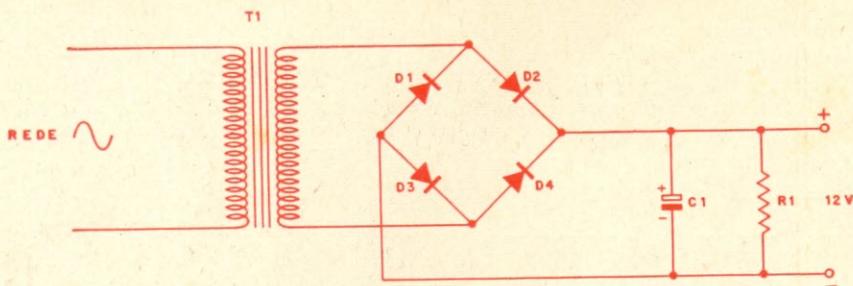


Figura 3

Diagrama esquemático da fonte de alimentação.

O circuito é alimentado por uma tensão de 12 V, que pode ser fornecida por pilhas ou, mais convenientemente, por uma fonte de alimentação como a que apresentamos na fig. 3.

LISTA DE MATERIAL

R1 e R2 — 12 k ohms, 1/4 watt
R3 a R6 — 15 k ohms, 1/4

watt
C1 e C2 — 500 μ F, 15 V, eletrolítico
C3 a C6 — 200 μ F, 15 V, eletrolítico
T1 a T6 — 2SB75 ou AC188
SCR1 a SCR4 — TIC106 D ou C106 D
LP1 a LP4 — lâmpadas piloto de 9 V, 50 ou 100 mA
LP5 a LP8 — lâmpadas incandescentes

(ver texto)

Fonte de alimentação:

R1 — 12 k ohms, 1/2 watt
C1 — 1000 μ F, 15 V
D1 a D4 — 1N4001
T1 — transformador — primário: 110 ou 220 V; secundário: 9 V, 250 mA (ou mais)

Ω

MAIS UM AVANÇO NA TECNOLOGIA DE TELEVISORES BRANCO E PRETO

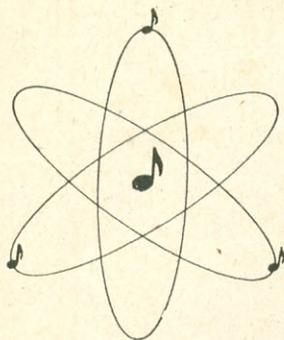
A evolução dos aparelhos de TV tem sido constante. Nos antigos televisores, dotados de válvulas, tanto a imagem quanto o som surgiam somente após longo aquecimento. Com a substituição das válvulas pelo transistor, apareceu o "som instantâneo", porque o transistor não necessita de aquecimento. Contudo, isso não reduziu o tempo para a formação da imagem no tubo do televisor, porque esse tubo continua sendo um dispositivo semelhante à válvula e requer aquecimento para que projete a imagem. Uma das tentativas de solução

do problema foi o sistema "stand-by", que consiste em manter o tubo sempre ligado à rede elétrica, porém com tensão reduzida, a fim de que se mantenha sempre aquecido. Quando se "liga" o televisor, o tubo chega rapidamente à sua temperatura ideal de funcionamento, produzindo o efeito da imagem instantânea. Naturalmente, não se trata do melhor sistema, visto que o aparelho deve estar sempre ligado à rede, consumindo energia, além de estar, por isso, sujeito a riscos.



A Philips desenvolveu o sistema "quick-vision" (visão rápida), resultado de modificações na construção do canhão eletrônico do tubo. Dimensões menores, construção mais compacta, novos materiais e transmissão de calor mais eficiente são algumas das inovações responsáveis pelo aparecimento rápido da imagem (5 segundos), sem que, para isso, seja necessário manter o televisor ligado constantemente à rede elétrica. Trata-se da única solução satisfatória, econômica e inteiramente segura para o aparecimento rápido da imagem.

Esta tecnologia acaba de ser introduzida no mais novo televisor B&P, o portátil de 31 cm. Com isso, agora, toda a linha de televisores branco e preto da empresa (31, 40, 51, 61 cm) incorpora esta inovação tecnológica, com importantes vantagens para o consumidor, como menos gasto de energia, 40% de aumento da vida útil do tubo de imagem e maior segurança.



Apresentando um Sintetizador

Ricardo Pereira Peculis *

Como complemento desta série de artigos sobre música eletrônica que desenvolvemos nestes últimos meses, seremos apresentados a um sintetizador comercial. Não será feita uma análise do aparelho, mas sim uma descrição, para que tenhamos conhecimento de como são apresentados os diversos controles no painel do sintetizador. Assim, não ficaremos tão impressionados ao vermos um "orgãozinho cheio de botões".

Descreveremos o sintetizador Electrocomp 101, fabricado pela Electronics Music Labs. Inc. Seguiremos a fig. 1, onde cada parte do sintetizador está numerada.

O SINTETIZADOR ELECTROCOMP 101

1. Teclado

O teclado do sintetizador Electrocomp 101 é constituído de 44 teclas, de FÁ a DÓ. É um teclado polifônico a duas vozes, isto é, quaisquer duas

teclas poderão ser pressionadas ao mesmo tempo que os sons das duas notas serão ouvidos. Se três teclas forem tocadas juntas, um quarto som, que não é a nota de nenhuma das três teclas, será produzido. A técnica deste teclado polifônico não é descrita no catálogo do aparelho.

2. Controles do teclado

Os controles do teclado são usados para determinar o intervalo de frequência e o tempo de deslizamento entre as notas. O ajuste no intervalo de frequência poderá ser 12 a 72 teclas por oitava, estabelecendo-se assim escalas microtonais. O tempo de deslizamento entre duas notas é ajustado de 0 (zero) a um máximo de 1 (um) segundo por oitava. O deslizamento pode ser controlado por pedal.

3. Quatro osciladores

O Electrocomp 101 possui quatro osciladores controlados por tensão (VCO). O oscilador 1 oferece as seguintes formas de onda: dente-de-serra e dente-de-serra invertida, triangular, quadrada e pulso; os osciladores 2 e 3 fornecem as mesmas formas de onda que o número 1, menos o pulso, mas, em compensação, contêm uma nova forma de onda, chamada de quadrada inclinada; o oscilador 4 produz ondas triangulares, quadrada e quadrada inclinada. A seletividade das formas de onda do oscilador 1 é feita por uma chave rotativa, permitindo a saída de um tipo de onda por vez. Os demais osciladores apresentam uma novidade: as formas de onda de saída são ajustáveis continuamente por meio de um potenciômetro. Assim, por exemplo, ao passarmos de uma onda triangular para quadrada, vários ti-

* Aluno do Curso de Eng. Elétrica da Escola de Eng. de São Carlos — USP

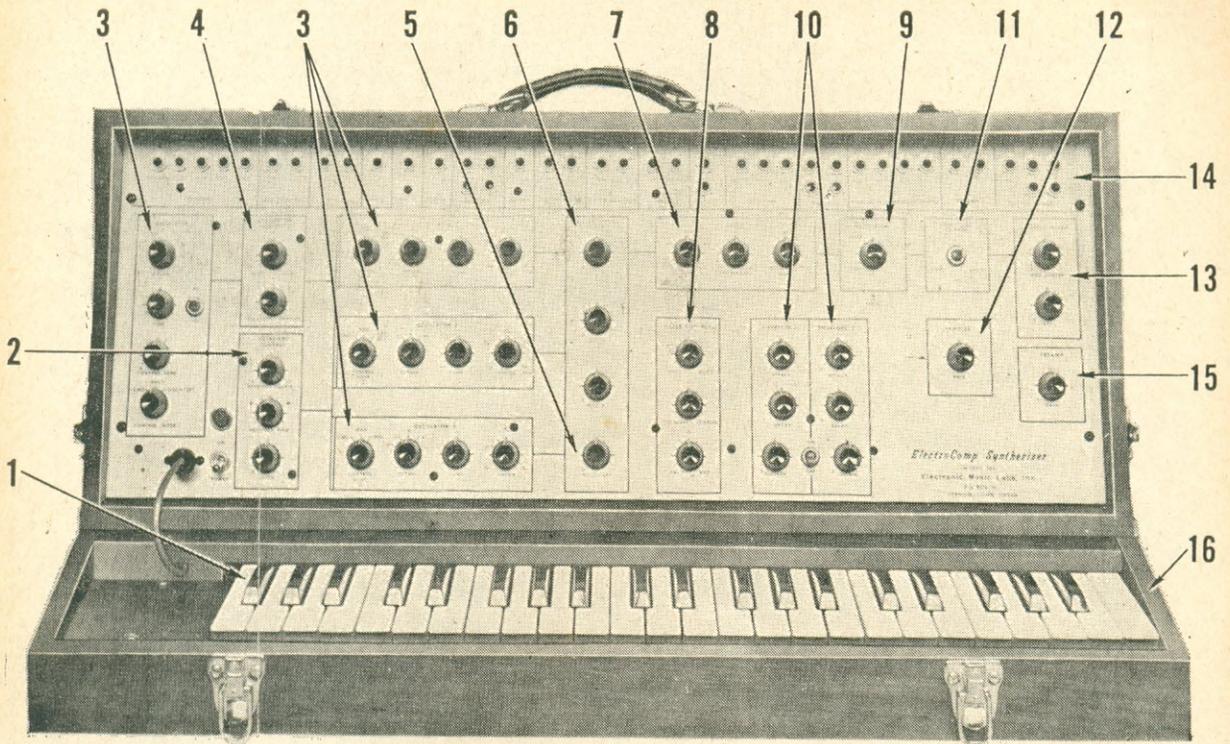


Figura 1
Sintetizador Electrocomp 101.

pos de onda serão produzidos. A onda triangular será modificada continuamente até tornar-se quadrada (veja a fig. 2). Logicamente, as formas de onda intermediárias poderão ser usadas na síntese de sons.

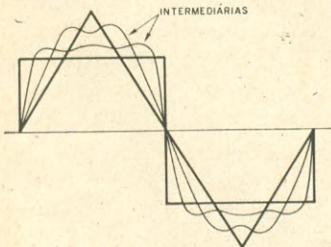


Figura 2

Mudança contínua de uma onda triangular para quadrada (ou vice-versa).

A frequência dos osciladores é estabelecida manualmente, controlada pelo teclado ou ainda por um sinal selecionado pelo oscilador de controle.

Todos os osciladores cobrem a faixa de áudio, mas dois deles (osciladores 1 e 4) cobrem também a faixa de sub-áudio, que poderão ser utilizados como controle. A faixa de frequência coberta pelos quatro osciladores varia desde 0,03 Hz a 20 000 Hz.

Os osciladores são muito estáveis. Pequenas variações de frequência são geralmente menores que $\pm 0,1\%$.

4. Oscilador de controle

Pelo oscilador de controle é selecionada a forma de onda que determinará o tipo e a quantidade de variações de frequência dos osciladores. Poderão ser selecionados dois tipos de variações: envelope e oscilador.

A seleção envelope produzirá deslizamentos de frequência para cima e para baixo, len-

tos ou rápidos, de acordo com o ajuste feito nos controles de ataque, sustentação e decaimento no gerador de envoltória. Se for escolhida a variação por meio do oscilador, as alterações de frequência serão repetitivas, de acordo com a forma de onda selecionada no oscilador. A velocidade da variação é determinada pela frequência do mesmo.

5. Gerador de ruído

O gerador de ruído é a fonte sonora usada para produzir sons de vento, trovoadas e efeitos de percussão, como pratos e gongos.

6. Misturador de entrada para o filtro

As formas de onda de três osciladores, fonte de ruído ou ainda sinais externos poderão ser selecionados e misturados em proporções adequadas, que

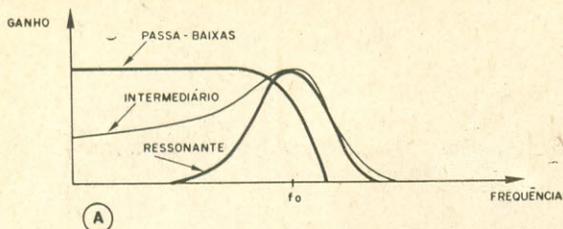
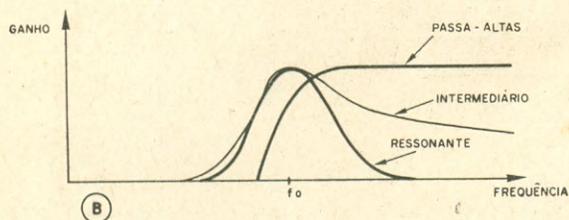


Figura 3

Ajuste contínuo do modo do filtro: (A) passa-baixas para ressonante (ou vice-versa); (B) ressonante para passa-altas (ou vice-versa).



são estabelecidas pelos potenciômetros situados na entrada do misturador, para serem posteriormente modificados pelo filtro.

7. Filtro

Este filtro é também controlado por tensão (VCF) e apresenta uma outra novidade. É chamado de filtro "multi-mode" por variar continuamente de passa-baixas para passa-banda (ou ressonante) até passa-altas, pelo ajuste de um potenciômetro. A fig. 3 nos dá uma idéia deste efeito. Esta propriedade aumenta enormemente a margem de controle de timbres.

8. Controles do filtro

Estes controles selecionam o tipo e determinam a quantidade de variações no timbre. É uma função análoga ao oscilador de controle. Podemos selecionar os seguintes controles para o filtro:

Envelope — Produz rápidas ou lentas variações de timbre,

tornando o som mais grave ou agudo, de acordo com os ajustes feitos no gerador de envoltória.

Oscilador — Produz variações repetitivas de timbre, de acordo com a forma de onda e a frequência de um oscilador.

"Sampler" — Estabelece uma variação seqüencial ou ao acaso no timbre.

Teclado — O filtro pode ser controlado pelo teclado, podendo este controle ser feito pela nota mais alta ou mais baixa, no caso de duas teclas serem pressionadas juntas. Esta propriedade nos permite controlar a frequência com uma tecla e o timbre com outra.

O filtro também aceita sinais externos que servirão de sinais de controle.

9. Modulador variável

Este modulador nos permite o ajuste do índice de modu-

lação que poderá ser em amplitude ou balanceada (com a portadora suprimida). O controle do modulador é normalmente o oscilador 4, mas uma entrada externa permite trocar o oscilador 4 por um sinal externo.

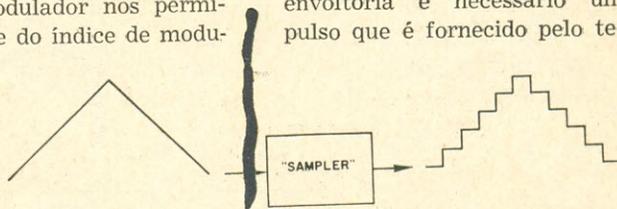
10. Dois geradores de envoltória

Os geradores de envoltória produzem formas de onda usadas para controlar os VCO, VCF e VCA, estabelecendo respectivamente frequência, timbre e amplitude. Estas formas de onda podem ser precisamente determinadas pelos controles de ataque ("atack"), sustentação ("sustain") e decaimento ("decay"). Os valores típicos para estes tempos são normalmente os seguintes:

- ataque — 2 ms a 1 s
- sustentação — 0 s a 2,5 s
- decaimento — 3 ms a 15 s

Para disparar o gerador de envoltória é necessário um pulso que é fornecido pelo te-

Figura 4
Modificação introduzida pelo "sampler".



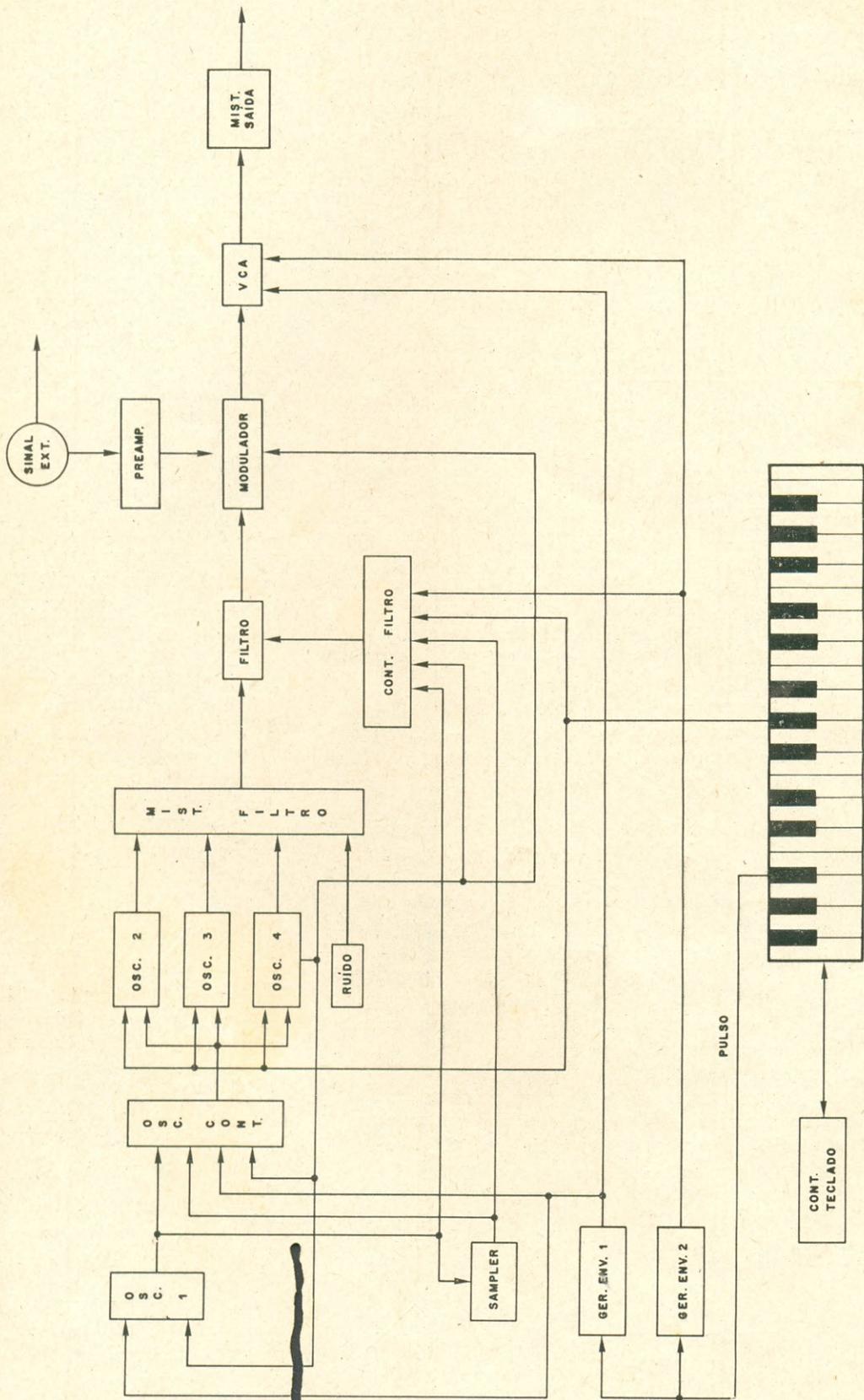


Figura 5

Diagrama em blocos do sintetizador Electrocomp 101.

clado quando uma tecla é pressionada.

11. Modulador em amplitude

O modulador em amplitude é um amplificador controlado por tensão (VCA). Controlado pelas formas de onda fornecidas por qualquer um dos dois geradores de envoltória, este modulador estabelece as variações de intensidade de cada nota.

12. "Sampler"

O "sampler" nada mais é que um escalonador. Qualquer forma de onda selecionada pelo oscilador 1 é transformada pelo "sampler" em escada, conforme a fig. 4. A forma de onda resultante na saída do "sampler" é usada como controle para determinar uma sequência ordenada ou não de notas, timbres, etc. Internamente ao "sampler" existe mais um oscilador que varia de 0,2 a 40 Hz, usado para determinar a velocidade de amostragem, ou seja, a duração de cada degrau da escada. Existe também a possibilidade de se conectar um controle de velocidade de amostragem externo.

13. Misturador de saída

O misturador de saída permite determinar a proporção

de saída do modulador em amplitude ou qualquer sinal interno ou externo ao sintetizador. Poderá também ser usado como inversor de formas de onda.

14. Painel de ligações

No painel de ligações estão todas as entradas e saídas, sob a forma de tomadas, de praticamente todos os módulos do sintetizador. Por estas entradas podem ser introduzidos sinais externos, como de guitarras, órgãos ou qualquer som que possa ser convertido em um sinal elétrico através de um microfone. Através dos módulos modificadores do sintetizador os sinais externos serão modificados, ganhando uma característica totalmente nova. As saídas possibilitam monitorar qualquer parte do sintetizador por meio de fones.

As impedâncias de saída são de 470 ohms, compatíveis com qualquer equipamento profissional a ser acoplado ao sintetizador.

15. Pré-amplificador

O pré-amplificador é usado para a interligação de sinais externos ao sintetizador através de microfones ou captadores. A saída do pré-amplificador pode ser dirigida para

qualquer das muitas entradas do sintetizador.

Se o sinal externo for de intensidade suficiente, poderá ser ligado diretamente à entrada do módulo desejado sem passar pelo pré-amplificador.

16. Móvel

O móvel do sintetizador Electrocomp 101 é de madeira revestida de fórmica com padrão imitando madeira. O painel é a tampa da mala, que é no que o móvel se transforma quando fechado.

Para completar a descrição do aparelho, temos na fig. 5 um diagrama esquemático das interligações entre os módulos deste sintetizador. Pela análise deste diagrama entenderemos melhor o funcionamento e as aplicações do Electrocomp 101. Os sinais externos podem ser aplicados diretamente aos módulos modificadores ou através do pré-amplificador. Poderão também ser usados como sinais de controle em lugar do oscilador 4.

Podemos tomar este sintetizador como um modelo. A maioria dos sintetizadores comerciais seguem, com poucas modificações, este mesmo esquema.

Ω

ERRATA

Na Revista nº 346, página 51, 2º parágrafo, onde se lê "O sinal aplicado à base de Q3 aparecerá invertido e não invertido no coletor de Q2", leia-se:

"O sinal aplicado à base de Q1 aparecerá invertido no seu coletor e não invertido no coletor de Q2".

DISPOSITIVOS OPTO-ELETRÔNICOS SEMICONDUCTORES

COLABORAÇÃO DA IBRAPE

CONCLUSÃO

APENDICE II

OUTROS FOTO-DETECTORES

Além dos foto-detectores de junção existe uma grande variedade de outros tipos de dispositivos foto-sensíveis. Para maiores informações sobre esses dispositivos especiais, bem como sobre foto-multiplicadores, intensificadores de imagem e tubos para câmaras, recomendamos aos leitores que consultem a literatura especializada.

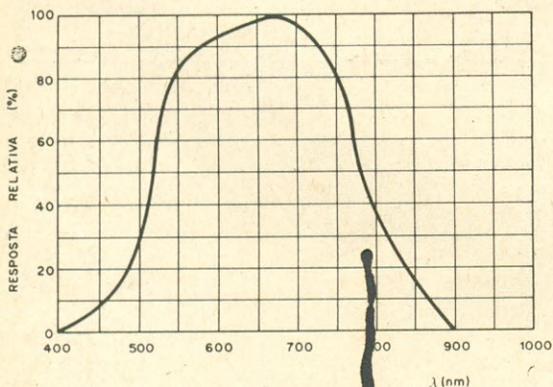


Figura A9

Sensibilidade espectral do sulfeto de cádmio (CdS). A resposta é similar à do olho humano.

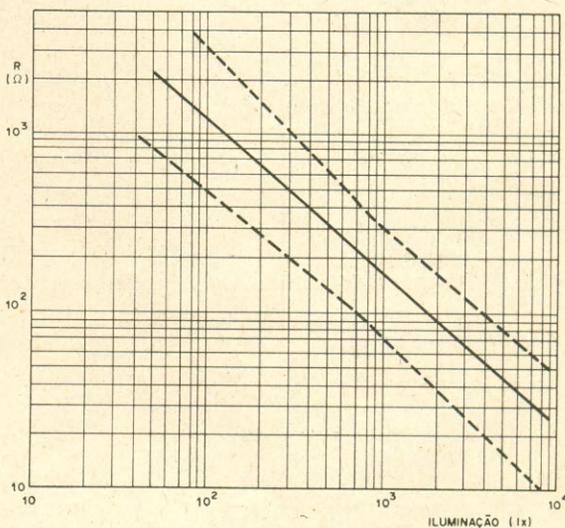


Figura A10

Varição da resistência de um LDR com a iluminação.

Descreveremos superficialmente, neste apêndice, alguns dos tipos mais comuns.

Resistores Dependentes da Luz (LDR)

Os LDR são células foto-condutoras de sulfeto de cádmio. Eles apresentam uma ação mais

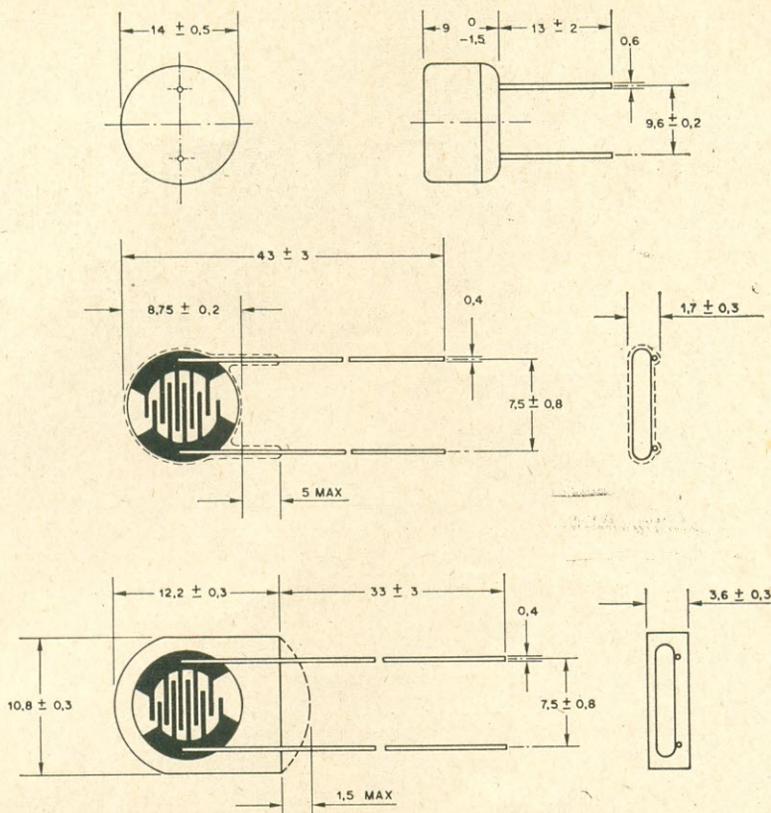


Figura A11

Exemplos de LDR encapsulados em plástico transparente.

lenta que os dispositivos de junção e levam diversos segundos para recuperar sua total resistividade, após serem expostos à luz. A resistência cai durante um período de cerca de 10 ms após o dispositivo ser exposto à luz.

A fig. A9 apresenta a sensibilidade espectral de um LDR, enquanto que a fig. A10 mostra um exemplo da variação da resistência em função da luz. A principal vantagem do LDR é a sua capacidade relativamente alta de dissipação de potência, que é suficiente para permitir a comutação direta de lâmpadas e relés.

Os LDR são constituídos de uma camada de sulfeto de cádmio sobre um substrato condutor, que forma um dos eletrodos, e um padrão sinuoso metálico depositado no lado sensível do outro eletrodo. Esses elementos do LDR são encapsulados em plástico, podendo os fios de ligação ser tangenciais ou axiais. A fig. A11 mostra alguns exemplos de LDR.

Os LDR são também disponíveis em diversos outros tipos de invólucros. Geralmente tanto a geometria do semiconductor como a do invólucro são adaptadas de maneira a otimizar as características do dispositivo para uma área particular

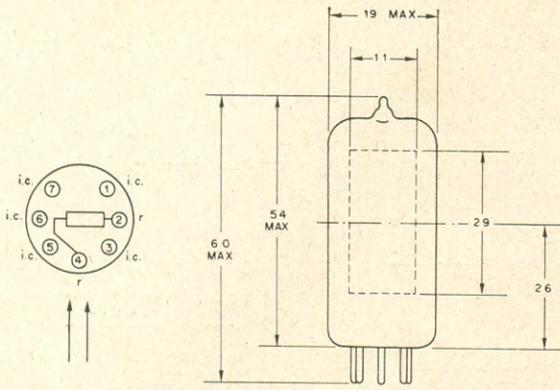
de aplicação. A fig. A12 apresenta alguns exemplos desses invólucros, incluindo dispositivos para detecção de chamas, controle automático de iluminação e fotômetros para fotografias.

Células Foto-Emissoras

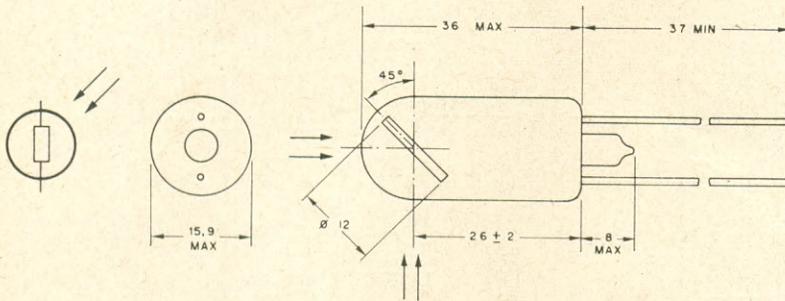
As células foto-emissoras são tubos a vácuo ou a gás, empregando um catodo sensível à luz em substituição ao catodo termo-iônico do diodo convencional. Tais dispositivos são fabricados numa grande variedade de velocidades, sensibilidades e respostas espectrais.

A resposta espectral é determinada pelo material que recobre o catodo. A mistura de diversos materiais pode ser usada para estender a resposta espectral como uma combinação das respostas dos componentes do revestimento (fig. A13).

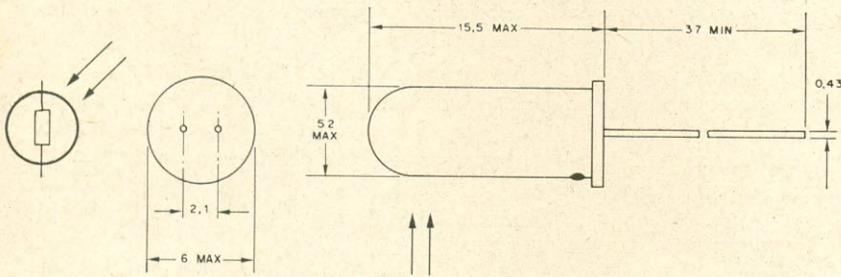
Inúmeros dispositivos proporcionam tempos de subida inferiores a 1 ns. A sensibilidade, em termos de ampères por lux, é inferior à dos dispositivos semicondutores, mas sua maior tensão de operação possibilita sensibilidades efetivas da mesma ordem de magnitude dos foto-diodos de junção.



ORP90



ORP50, ORP52



ORP60, ORP61, ORP62, ORP66, ORP68, ORP69

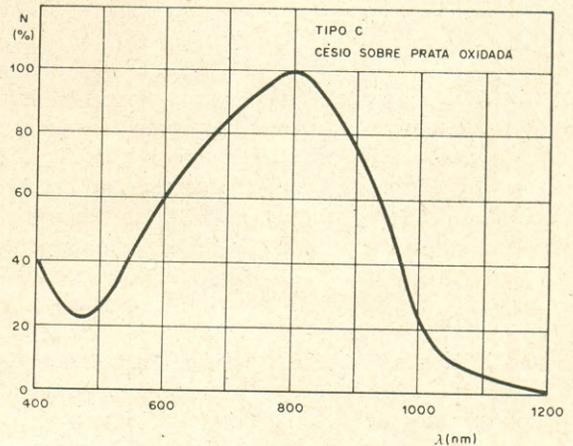
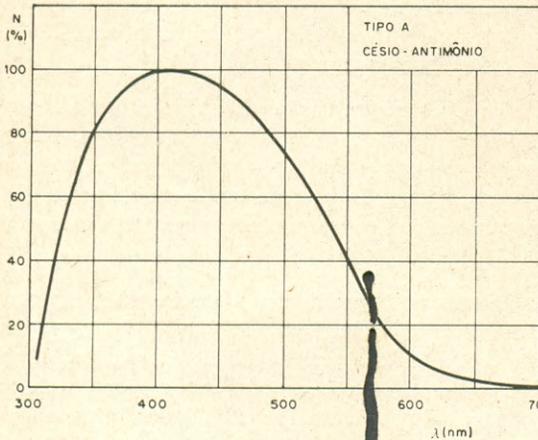
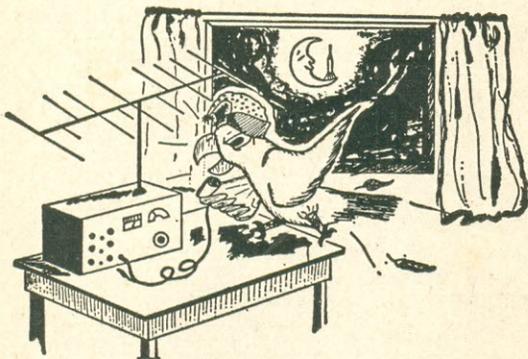


Figura A13
Sensibilidades espectrais de dois tipos de foto-catodos de foto-células.

Ω



RADIOAMADORISMO

OSCILADOR DE ÁUDIO PARA PRÁTICA DE TELEGRAFIA

Fábio Serra Flosi *

INTRODUÇÃO

O oscilador de áudio-freqüência para a prática de CW, o qual passaremos a descrever em seguida, nasceu de uma necessidade. Há alguns anos atrás, quando pela primeira vez corujamos um QSO na faixa de 40 metros, através de um receptor "noveleiro" de duas faixas de ondas (Philco, modelo 3510), ficamos empolgados com as atividades desenvolvidas pelos radioamadores, em particular pelas pesquisas e experiências que os mesmos realizam no campo das telecomunicações.

Desde aquela data temos corujado regularmente a "faixa dos quarenta", sendo de nosso maior interesse os QSO onde o assunto principal é a troca de informações técnicas. Contudo, nunca nos animamos em prestar os exames de praxe para ingresso na R.B.R. (Rede Brasileira de Radio-

madores), pois nossa maior dificuldade era a telegrafia ou, mais precisamente, a aprendizagem da recepção auditiva e da transmissão do Código Morse; as provas de Legislação e de Rádio-Eletricidade não apresentavam maiores problemas.

Recentemente, em conversa com um colega aprovado num dos últimos exames realizados pelo DENTEL, ficamos convencidos de que a prova de telegrafia não é uma barreira intransponível, desde que se faça um estudo metódico e com interesse. Foi aí, então, que decidimos preparar-nos para obter a licença de PY. Como não dispúnhamos do tempo necessário para freqüentar as aulas, que são ministradas gratuitamente na sede da LABRE Seccional de São Paulo (veja página 95 da

Rev. nº 342, outubro de 76), resolvemos estudar por conta própria.

O primeiro passo seria a construção de um áudio-oscilador, com o qual pudéssemos ir treinando o Código Morse. Dando uma rápida vasculhada em nossa sucata, notamos a existência de inúmeros componentes usados nos célebres rádio-receptores do tipo "rabo quente". Então resolvemos "bolar" um oscilador de áudio que utilizasse o maior número possível daqueles componentes; como resultado obtivemos o circuito cujo diagrama esquemático está na fig. 1.

Certamente, muitos dos amigos leitores irão estranhar o motivo pelo qual apresentamos um circuito com válvulas, apesar de estarmos vivendo

* Aluno da Escola de Eng. Mauá 5º ano de Engenharia Eletrônica

P 1 = CONTROLE DE FREQUÊNCIA
P 2 = CONTROLE DE VOLUME

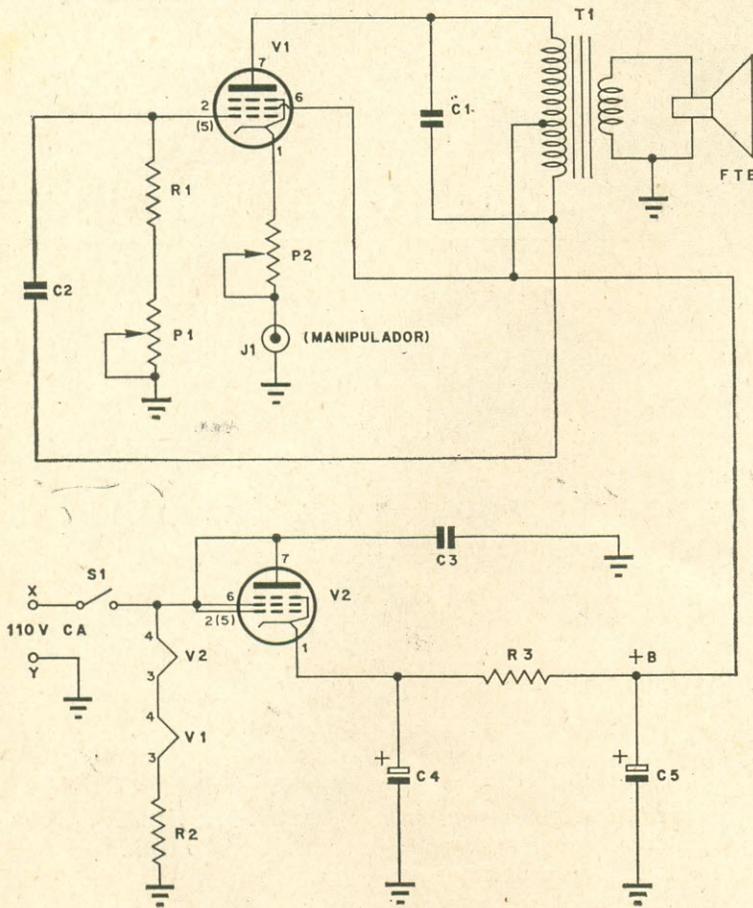


Figura 1

Diagrama esquemático do oscilador de áudio para prática de telegrafia.

em plena "Era dos Semicondutores". Entretanto, acreditamos que, nesta situação, o que prevalece é o espírito radioamadorístico; em nossa opinião o verdadeiro radioamador é o indivíduo que, dentro das suas possibilidades, projeta, constrói, opera e repara (quando necessário) o seu próprio equipamento, independentemente do fato desse equipamento ser constituído por válvulas, transistores ou circuitos integrados.

DESCRIÇÃO DO CIRCUITO

São usadas duas válvulas (V1 e V2) do tipo 50C5, cujos filamentos acham-se ligados

em série. A inclusão do resistor R2 tem a finalidade de limitar, em aproximadamente 50 V, a tensão aplicada aos filamentos de cada uma dessas válvulas.

O circuito oscilador propriamente dito (uma versão modificada do oscilador Hartley) é constituído por V1 que, além de osciladora, também trabalha como amplificadora de saída. O "coração" do oscilador é um circuito LC paralelo formado pelo capacitor C1 e pelo enrolamento primário do transformador de áudio T1. Uma parcela da tensão de saída desenvolvida nesse circuito LC é realimentada à entrada (grade de controle

de V1) por intermédio do capacitor C2; desta forma, consegue-se manter as oscilações.

As tensões de AF induzidas no secundário de T1 são aplicadas ao alto-falante, que as transforma em sinais audíveis. A frequência desses sinais pode ser variada, dentro de certos limites, através do potenciômetro P1. O resistor R1 limita a frequência mais alta em torno de 2 kHz (P1 totalmente em curto, o que equivale a ter-se R1 ligado diretamente à massa). A frequência mais baixa do sinal reproduzido pelo alto-falante é da ordem de 1 kHz (P1 em série com R1). Esses dois limites de frequência do sinal de saída podem ser alterados, bastando modificar o valor do capacitor C1.

Como empregamos o sistema de manipulação pelo cátodo, é aconselhável que o fio NEUTRO da rede elétrica permaneça sempre ligado ao chassi (massa) do aparelho. Desta forma estaremos protegidos contra choques elétricos, quando estivermos usando o manipulador. A este respeito, veja a página 38 da Revista Monitor nº 335, março de 1976.

A tensão CC de +B é fornecida por V2, que funciona como retificadora de meia onda, uma vez que as grades de controle (G1) e de blindagem (G2) estão ligadas à placa. A tensão retificada é filtrada por C4, R3 e C5, que constituem um "filtro em pi" do tipo usualmente encontrado nos receptores CA/CC.

Enquanto não há consumo (manipulador com os contactos abertos), a tensão do +B foi medida em torno de 150 V. Quando os contactos do manipulador estão fechados, há um consumo aproximado de 15 mA e a tensão de +B cai para 130 V mais ou menos.

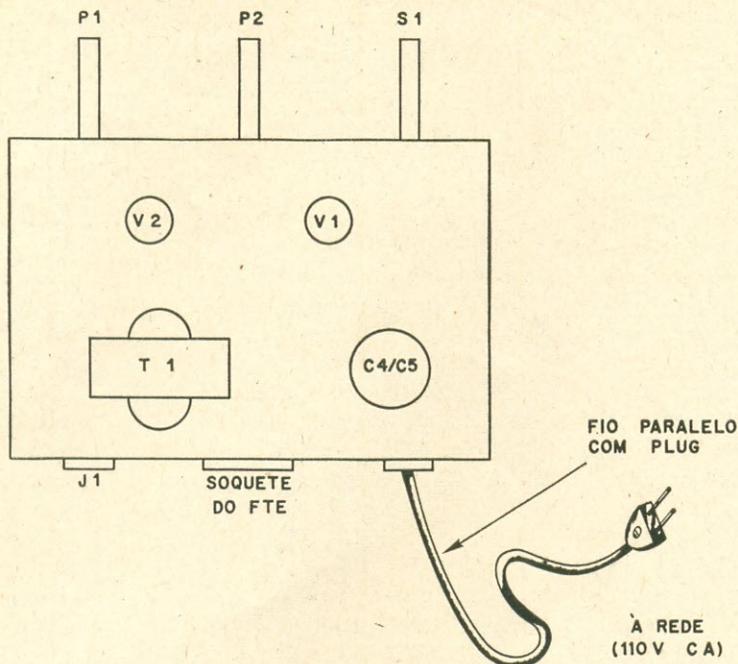


Figura 2

Disposição dos componentes principais no chassi metálico.

A finalidade do capacitor C3 é eliminar possíveis interferências vindas através da rede elétrica.

O oscilador que estamos descrevendo também poderá funcionar em locais onde a tensão da rede é de 220 V, desde que seja empregado um transformador redutor de tensão (220/110), do tipo usado para alimentar aparelhos eletrodomésticos como geladeiras, máquinas de lavar roupas, etc.; o enrolamento primário desse transformador será então ligado à rede de energia elétrica (220 V), enquanto que o enrolamento secundário será conectado aos pontos "X" e "Y" (fig. 1). Neste caso não haverá o perigo de choques elétricos, pois tal transformador isola a rede do chassi (desde que não se trate de um auto-transformador).

A MONTAGEM

A montagem do oscilador não é crítica, pois não existem

ligações que devam ser demasiadamente curtas, ou então afastadas entre si, para evitar as capacitâncias residuais da fiação, os acoplamentos indesejáveis, etc. Em nosso protótipo utilizamos um pequeno chassi metálico medindo 18,5 cm de comprimento, 12,5 cm de largura e 5,0 cm de altura. Na fig. 2 mostramos a disposição dos componentes principais no chassi metálico.

Na fonte de alimentação utilizamos um capacitor eletrolítico duplo (C4/C5), do tipo "caneca", o qual pode ser fixado facilmente sobre o chassi.

O transformador T1 foi aproveitado de um áudio-amplificador HI-FI de 6 W, cujo estágio de saída era constituído por duas 50C5 ligadas em "push-pull". A impedância total do primário é de 5 k Ω e a do secundário 3,2 Ω .

Como interruptor geral (S1) utilizamos uma chave de ondas do tipo 4 \times 2, da qual

aproveitamos apenas uma das seções. A descrição detalhada dos outros componentes é feita na lista de material.

Na construção do oscilador também poderá ser adotada a técnica de circuito impresso, tal como é feito, por exemplo, nos receptores de TV híbridos. Neste caso a montagem será bem mais compacta.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

Apesar de seu circuito ser bem simples, o oscilador fornece uma potência de áudio suficiente para excitar diretamente um alto-falante; se for usada uma pequena caixa acústica, os sinais produzidos serão bastante intensos, permitindo a utilização do aparelho em salas de aula, ou mesmo na prática em grupo: uma pessoa transmite os diferentes caracteres do alfabeto Morse, enquanto que as outras pessoas vão anotando; após 10 ou 15 minutos realiza-se um ro-

díziu, de forma que todas possam praticar.

Nas horas de folga utilizamos nosso oscilador para praticar um pouco de CW e dele temos obtido ótimos resultados. Como livro-texto usamos o "Curso para Radioamadores — 1ª Parte (Rádio-Telegrafia e Legislação), publicado recentemente. Na praça também existem outros cursos de telegrafia gravados em discos LP ou fitas cassete, acompanhados de manuais explicativos; podem ser encontrados nas lojas especializadas em livros eletrônicos.

LISTA DE MATERIAL

V1, V2 — válvulas 50C5
P1 — potenciômetro de car-

bono, linear, 100 kΩ
P2 — potenciômetro de fio, 5 kΩ, 5 W
R1 — resistor de carbono, 47 kΩ, 5%, 1/2 W
R2 — resistor de fio, 100 Ω, 10 W
R3 — resistor de fio, 1,2 kΩ, 5 W
C1, C2 — capacitores de poliéster metalizado, 0,0047 μF (ou 4,7 nF), 400 V
C3 — capacitor de poliéster metalizado, 0,047 μF (ou 47 nF), 400 V
C4, C5 — capacitores eletrolíticos duplos, tipo "caneca", 50 + 50 μF, 250 V
T1 — transformador de saída "push-pull", Willkason 4120 (veja texto)

FTE — alto-falante de 5" ou 6", 3,2 Ω, 2 W
J1 — tomada "tipo RCA" (macho e fêmea), para o manipulador
S1 — interruptor simples
Diversos: 1 manipulador (Ason ou Osledi), 1 soquete e respectivo plugue para o alto-falante; 2 soquetes miniatura de 7 pinos, para as válvulas 50C5; 3 knobs; 1 borracha passante para o cordão de força; 1 metro de fio paralelo (nº 20 AWG) com plugue; porcas, parafusos, fio rígido (nº 22 AWG) para as ligações, pontes isoladas, etc.

Ω

O QUE TODO RADIOAMADOR DE VHF DEVE SABER SOBRE SISTEMAS DE FREQUÊNCIAS DE REPETIDORAS

PY2 GOX

As frequências das repetidoras de VHF foram convenionadas nos vários países conforme a conveniência particular de cada um deles. Nos Estados Unidos, pertencente à Região 2, onde a faixa de dois metros se estende de 144 MHz a 148 MHz, a Comissão Federal de Comunicações destinou para as repetidoras os 2 MHz superiores, e nestes foram convencionados 27 canais de repetidoras, como segue:

146,130	146,730
146,160	146,760
146,190	146,790
146,220	146,840
146,250	146,850
146,280	146,880
146,310	146,910
146,340	146,940
146,370	146,970
147,000	147,600
147,030	147,630
147,060	147,660
147,090	147,690
147,120	147,720
147,150	147,750
147,180	147,780
147,210	147,810
147,240	147,840
147,270	147,870
147,300	147,900
147,330	147,930
147,360	147,960
147,390	147,990

(Fonte: ARRL: "FM and Repeaters for the Radio Amateur", página 223).

Por outro lado, na Alemanha, pertencente à Região 1, a faixa de 2 metros é restrita às frequências situadas entre 144 e 146 MHz, isto é, há apenas 2 MHz. Os amadores alemães escolheram a metade superior de sua faixa, estabelecendo os seguintes 10 canais:

Entrada MHz	Saída MHz	Entrada	Saída
146,010	146,610	145,000	145,600
146,040	146,640	145,025	145,625
146,070	146,670	145,050	145,650
146,100	146,700	145,075	145,675
		145,100	145,700
		145,125	145,725

145,150 145,750
 145,175 145,775
 145,200 145,800
 145,225 145,825

Os motivos principais dos radioamadores alemães terem chegado a estes canais foram:

- a) a limitação a 2 MHz, acima mencionada
- b) a necessidade de acomodar mais repetidoras, além das 4 originalmente utilizadas pelos operadores de VHF
- c) a preocupação de aproveitar o maior número de cristais já em poder dos amadores alemães, devido ao seu sistema anteriormente usado (145,000, 145,150, 145,700, 145,750, 145,800).

Podemos observar que as frequências acima mencionadas, as norte-americanas e as alemães, não apresentam ponto algum em comum, portanto não se pode falar de padronização internacional. Além disso, o sistema alemão já apresenta a desvantagem de exigir sintetizadores que tenham subdivisão de 5 kHz, o que os colegas alemães não podiam evitar, pois tiveram que encaixar canais intermediários nos intervalos de 50 kHz, equidistantes das frequências já existentes.

A situação atual dos canais paulistas de repetidoras de 2 metros é a que pode ser vista na Tabela I.

Acreditamos que a solução brasileira não pode ser a de imitar cegamente as soluções encontradas em circunstâncias e condições diferentes das nossas, mas deveria ser estabelecida com conhecimento de causa, ponderando todos os fatores, inclusive a situação existente, as evoluções previsíveis e as possibilidades de influência de novos fatores.

TABELA I

Entrada MHz	Saída MHz	Separação kHz
144,100	145,700	1 600
144,150	145,750	1 600
144,200	145,800	1 600
144,250	145,850	1 600
146,100	147,700	1 600
146,150	147,750	1 600
146,200	147,800	1 600
146,250	146,850	600
146,340	146,940	600

Como um precedente exemplar para o procedimento preconizado, gostaríamos de citar o excelente serviço prestado ao país pelo Grupo de Trabalho constituído na Cidade Universitária de São Paulo, incumbida da elaboração de um sistema de televisão a cores para o Brasil, que não optou pelo sistema NTSC (que é considerado ultrapassado), nem pelo sistema PAL (que teria inutilizado todos os aparelhos preto e branco até então existentes), mas recomendou a adoção de um sistema genuinamente brasileiro, o PAL-M, que alia as vantagens do sistema PAL com a compatibilidade do sistema NTSC, e que era o mais indicado nas nossas condições, inclusive nos aspectos do capital já empatado nos televisores dos telespectadores e a prevenção de contrabando de televisores cromáticos fabricados para outros mercados.

(Convém esclarecer, a esta altura, que o fato do autor desaconselhar a adoção de qualquer um dos sistemas alienígenas de VHF não se prende a motivos de xenofobia, mas sim a uma simples questão de bom senso. Por outro lado, para que não se possa acusar o autor de advogar em defesa da economia própria, deve-se esclarecer que ele opera com

sintetizador de dupla programação, podendo mudar para quaisquer pares de frequências em questão de segundos; assim sendo, ele não depende da aquisição de cristais. Tendo justificado pelos fatos acima sua total imparcialidade, julga-se o autor no direito de procurar seguir sistemas que atendam aos interesses dos radioamadores brasileiros e não aos interesses dos alemães, nem aos da Savoy, da JAN ou da RCB).

Antes de tudo, vamos enumerar as características que esperamos de um sistema brasileiro:

- 1) Compatibilidade com o maior número de cristais já existentes.
- 2) Acomodação do maior número possível de canais.
- 3) Transição para separação de 600 kHz sem qualquer despesa adicional, quando a porcentagem de aparelhos sintetizados em uso, ou algum motivo imperativo, justificar esta medida.
- 4) Ocupação da faixa de 4 MHz para que a falta de utilização de grande parcela não possa ser invocada na Conferência Administrativa Mundial de Rádio de 1979, como motivo

para reduzir na Região 2 para 2 MHz.

- 5) Mesmo no caso da Conferência Administrativa Mundial de Rádio decidir pela redução de nossa faixa de 4 MHz para 2 MHz, isto não implique na inutilização de todos os canais por nós utilizados, como no caso das repetidoras norte-americanas.
- 6) Possibilidade de transição gradual, efetuada simplesmente pelo planejamento adequado dos novos canais

de repetidoras, ou desdobramento gradual dos canais atualmente existentes.

- 7) Possibilidade de uso futuro de sintetizadores de 3 algarismos (passos de 10 em 10 kHz).

Embora a Comissão Federal de Comunicações, dos Estados Unidos, tenha decidido defender a continuação da banda de 2 metros com os atuais 4 MHz de largura, haverá, na Conferência Administrativa

Mundial de Rádio, fortes pressões por parte da comunidade aeronáutica internacional para ocupar a metade superior, exatamente a parcela onde se encontram todas as repetidoras de 2 metros norte-americanas.

Se isto acontecer, ou se for grande a probabilidade de acontecer, sugerimos o desdobramento gradual das frequências de 4 repetidoras, hoje utilizadas no Brasil, em 8, da seguinte forma:

Entrada	Saída	para	Entrada	Saída	e	Entrada	Saída
144,100	145,700		144,100	144,700		145,100	145,700
144,150	145,750		144,150	144,750		145,150	145,750
144,200	145,800		144,200	144,800		145,200	145,800
144,250	145,850		144,250	144,850		145,250	145,850

TABELA II

PRIMEIRA FASE (Aumento para 13 canais)			SEGUNDA FASE (aumento para 17 canais)		
Entrada MHz	Saída MHz	Separação kHz	Entrada MHz	Saída MHz	Separação kHz
144,100	145,700	1 600	144,100	144,700	600
144,150	145,750	1 600	144,150	144,750	600
144,200	145,800	1 600	144,200	144,800	600
144,250	145,850	1 600	144,250	144,350	600
145,100	146,700	1 600	145,100	145,700	600
145,150	146,750	1 600	145,150	145,750	600
145,200	146,800	1 600	145,200	145,800	600
146,100	147,700	1 600	145,250	145,850	600
146,150	147,750	1 600	146,100	146,700	600
146,200	147,800	1 600	146,150	146,750	600
146,250	147,850	600	146,200	146,800	600
146,340	146,940	600	146,250	146,850	600
147,250	147,850	600	146,340	146,940	600
			147,100	147,700	600
			147,150	147,750	600
			147,200	147,800	600
			147,250	147,850	600

No caso de oito canais serem insuficientes em certas áreas, poderíamos também adicionar 2 canais novos: 145,000/145,600 e 145,050/145,650. Desta maneira, teríamos 10 canais de 600 kHz, deixando livre, com exceção do último canal, a faixa de frequências destinada à operação

de satélites (145,800 a 146,000 MHz), bem como a faixa de frequências destinada a FM, AM, SSB, RTTY, SSTV, etc. (144,300 a 144,650 MHz), e a faixa de frequências destinada à reflexão lunar, tropodifusão, DX, etc. (144,000 a 144,100 MHz).

Este desdobramento poderia ser procedido sem qualquer risco, mesmo sem aguardar a Conferência Mundial Administrativa de Rádio, pois todos os cristais a serem adicionados estariam situados dentro da metade inferior da faixa atual de 2 metros.

Todavia, se tivermos certeza de que a faixa de 2 metros irá continuar em sua atual extensão, de 144 MHz a 148 MHz, teremos espaço para mais canais e poderemos continuar a utilizar todos os cristais atualmente em poder dos radioamadores brasileiros, inclusive os de 146,100, 146,150, 146,200, 146,250, 146,340, 147,700, 147,750, 147,800, 146,850 e 146,940 MHz.

Para este caso o autor preconiza a transição de operação das repetidoras de 2 metros da forma vista na Tabela II.

Desta forma, todas as aquisições de cristais se destinariam diretamente ao aumento do número de canais, ao invés de substituição; todas as frequências poderiam ser sintetizadas com 3 algarismos e teríamos a cobertura de toda a nossa faixa de 4 MHz.

A fim de compatibilizar o estabelecimento dos canais de repetidoras acima com os demais serviços atinentes à faixa de 2 metros (comunicações por satélite, reflexão lunar, DX, tropodifusão, RTTY, SSTV, etc.), foi elaborado um plano a ser convencionado entre os grupos de VHF, que publicamos em seguida.

É óbvio que poderão existir outros arranjos para escolha de pares de frequência de repetidoras. Todavia, acreditamos que ao tentar impor aos radioamadores brasileiros que joguem fora muitos milhões de cruzeiros empatados em cristais, os proponentes deveriam apresentar justificativas muito fortes, e não meramente alusões vagas de querer imitar um ou outro país, sem sequer serem informados dos motivos pelos quais os amadores daquele país tiveram que escolher o sistema que se deseja imitar.

Distribuição sugerida da faixa de 2 metros no Brasil (no caso da faixa continuar de 144 MHz a 148 MHz)

144,000

Frequência de baliza padrão, reservada para estudos de propagação, aferição de frequências, etc.

144,000 a 144,100

Reflexão lunar ("moonbounce", EME), DX, tropodifusão, satélites conhecidos como "International Call".

144,100 a 144,250

Quatro canais de entrada de repetidoras:

- 144,100
- 144,150
- 144,200
- 144,250

144,250 a 144,300

Faixa de resguardo.

144,300 a 144,650

FM, AM, SSB, RTTY, SSTV, etc., sem canalização definida. Mais usada para SSTV: 144,360.

144,650 a 144,700

Faixa de resguardo.

144,700 a 144,850

Quatro canais de saída de repetidoras:

- 144,700
- 144,750
- 144,800
- 144,850

144,850 a 144,900

Faixa de resguardo.

144,900 a 145,050

Quatro canais separados por 50 kHz um do outro, para comunicação por canal direto:

- 144,900
- 144,950
- 145,000 (o mais usado, padrão europeu)
- 145,050

145,050 a 145,100

Faixa de resguardo.

145,100 a 145,250

Quatro canais de entrada de repetidoras:

- 145,100
- 145,150
- 145,200
- 145,250

145,250 a 145,300

Faixa de resguardo.

145,300 a 145,650

Sem canalização definida, servindo como entrada para repetidoras "fechadas" de padrão diferente de 600 kHz.

145,650 a 145,700

Faixa de resguardo.

145,700 a 145,850

Quatro canais de saída de repetidoras:

- 145,700
- 145,750
- 145,800
- 145,850 (esta última saída de repetidora se encontra dentro da faixa internacional de comunicações por satélites)

145,800 a 146,000

Serviço de comunicação via satélite (programa AMSAT).

146,000 a 146,100

Faixa de resguardo.

146,100 a 146,340

Cinco canais de entrada de repetidoras:

- 146,100
- 146,150
- 146,200
- 146,250
- 146,340

146,340 a 146,400

Faixa de resguardo.

146,400 a 146,650

Canais para comunicação direta. As frequências padrão americanas encontradas prontas são:

- 146,400

146,430	147,000 a 147,050	diferente do de 600 kHz.
146,460	Dois canais de entrada de re-	
146,490	petidoras "fechadas", do pa-	147,600 a 147,650
146,520 (o canal	drão de 600 kHz:	Dois canais de saída de repe-
mais usado)	147,000	tidoras "fechadas", do padrão
146,550	147,050	de 600 kHz:
146,580		147,600
146,650 a 146,700	147,100 a 147,250	147,650
Faixa de resguardo.	Quatro canais de entrada de	
	repetidoras:	147,700 a 147,900
	147,100	Quatro canais de saída de re-
146,700 a 146,940	147,150	petidoras:
Cinco canais de saída de re-	147,200	147,700
petidoras:	147,250	147,750
146,700		147,800
146,750	147,250 a 147,300	147,850
146,800	Faixa de resguardo.	
146,850		147,900 a 148,000
146,940	147,300 a 147,550	Sem atribuição específica.
146,940 a 147,000	Sem canalização definida, ser-	
Faixa de resguardo.	vindo como saída para repeti-	
	dores "fechadas", de padrão	

Ω

O DISTRITO 462 DE ROTARY TERÁ COMISSÃO DE RADIOAMADORISMO

Como é do conhecimento de todos, ROTARY e RADIOAMADOR comungam do mesmo "IDEAL DE SERVIR". E é com satisfação que registramos, mais uma vez, a união de Rotary e Radioamadorismo no Distrito rotário nº 462.

Esse Distrito, que abrange 40 Rotary Clubs, indo de São Roque até Ourinhos (incluindo Sorocaba, Piracicaba, Tatuí e Salto — entre outros) terá novo Governador, a partir de julho próximo, para o ano rotário de 1977/78. Trata-se de um rotariano de escol, Antonio Wilson Rigolin, que embora não sendo ainda um radioamador é um grande entusiasta do radioamadorismo. Assim sendo, esse futuro Governador, que pertence ao Rotary Club de Salto, criou uma nova comissão distrital, a "Comissão de Radioamadorismo". A presidência dessa comissão foi confiada ao PY2 FPU, da

cidade de Indaiatuba, e são considerados membros todos os radioamadores do Distrito rotário 462.

A ação da referida Comissão será a de estimular jovens e outras pessoas do Distrito a se interessarem pelo radioamadorismo, além de comemorar em todos os Rotary Clubs a data de 5 de novembro, "Dia do Radioamador". Assim sendo, solicitamos a todos os radioamadores, rotarianos ou não, que dêem seu apoio e colaboração ao PY2 FPU (Ottilio de Lara Pinto, Caixa Postal 222, CEP 13320, Indaiatuba, SP), quer comunicando-se com ele via rádio, quer enviando-lhe mensagens de estímulo.

A Comissão terá ainda a finalidade de incentivar os Rotary Clubs do Distrito 462 a promoverem demonstrações públicas de radioamadorismo, sempre em consonância com o

DENTEL e a LABRE. Aliás, o futuro Governador Rigolin, em sua gestão como Presidente do Rotary Club de Salto, promoveu 2 demonstrações públicas de radioamadorismo: uma em 16/06/74 (data de sua posse) e outra em 16/06/75, ambas comemorativas dos aniversários do Rotary Club e da cidade de Salto.

No próximo dia 3 de julho dar-se-á, em Salto, a posse do novo Governador do Distrito 462, contando com a presença de rotarianos e convidados especiais, inclusive radioamadores locais e de outras cidades, operando suas estações móveis ou portáteis.

Assim sendo, está mais uma vez de parabéns o jovem e promissor Governador do Distrito 462 de Rotary, Antonio Wilson Rigolin, por sua manifestação de apreço e apoio aos radioamadores.

Ω

Toca-Discos e Fonocaptore

Jomar Napoleão da Silva

1. INTRODUÇÃO

Iniciaremos, com este artigo, uma série destinada a cobrir os diversos elementos que formam um sistema típico de alta fidelidade. Vamos principiar pelas fontes de programa, isto é, os elementos que fornecem o sinal destinado a ser amplificado e entregue às caixas acústicas.

Os toca-discos são, talvez, as unidades mais comumente encontradas nos sistemas de alta fidelidade.

Existem dois tipos básicos de toca-discos: a mesa reprodutora (ou "turntable") e o cambiador. Ambos consistem, basicamente, de motor, transmissão, prato e braço fonocaptor.

A mesa reprodutora permite a execução apenas de um disco de cada vez, sendo que

alguns modelos possuem certos aspectos de automatismo tal como o retorno do braço fonocaptor à sua posição de repouso, bem como de parada no final da execução.

Já os cambiadores possuem facilidades para a troca automática de discos ao final da execução. Para os entusiastas da alta fidelidade, este recurso é inútil, pois é prejudicial aos discos. Ao cair um disco sobre outro, que acabou de ser executado, existe atrito entre as faces dos mesmos, provocando desgaste prematuro dos sulcos.

2. MOTORES

Três são os tipos de motores mais comumente encontrados nos toca-discos: os de indução a dois ou quatro pólos, os de histerese e os motores de corrente contínua controlados eletronicamente, encon-

trados nos equipamentos ultra sofisticados.

Os motores de indução são do tipo "gaiola de esquilo", ou simplesmente "gaiola", trabalhando baseados no princípio de indução: a corrente alternada da rede circula por uma bobina que induz fluxo ao rotor através de um núcleo de material ferro-magnético.

Os motores de histerese baseiam-se em um princípio diferente e apresentam operação mais suave que os de indução.

Os motores são os responsáveis pelo "rumble", ruído causado pela vibração do motor, que é transmitida pelo chassi do toca-discos à agulha e amplificado juntamente com o sinal.

Para diminuir este ruído costuma-se montar o motor sobre

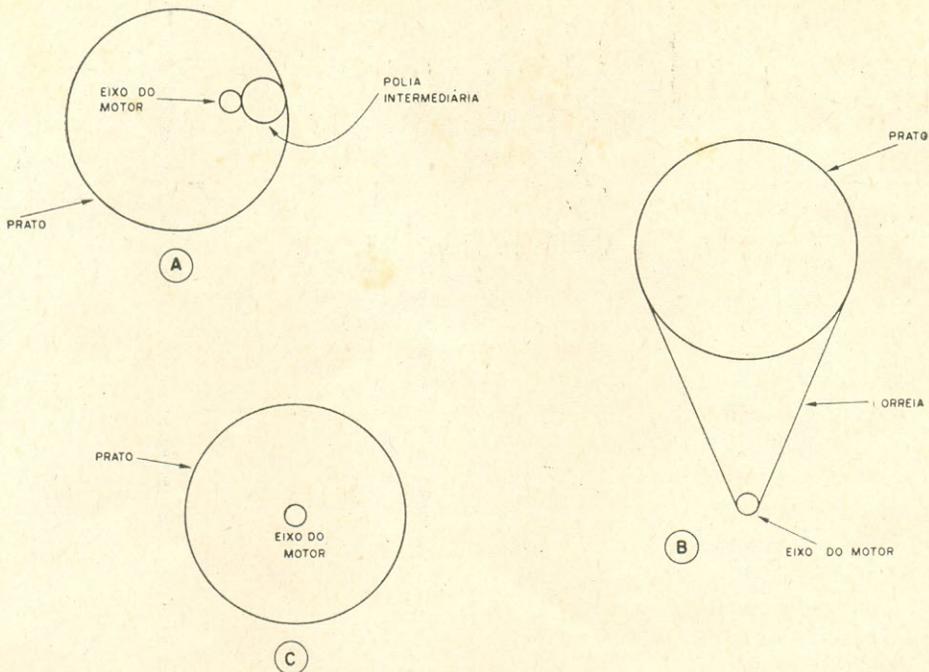


Figura 1

Tipos de transmissão: (A) polia intermediária; (B) correia; (C) acionamento direto.

suspensão de borracha ou molas. O ideal seria isolar totalmente o motor do disco, mas isto é impossível, pois pelo menos um ponto de contacto sempre irá existir: a transmissão.

As suspensões de borracha são bastante satisfatórias mas vão perdendo a eficiência com o passar do tempo. Contudo, o maior responsável pelo aumento gradual do "rumble" com o tempo é o desgaste nos mancais do motor.

3. TRANSMISSÃO

O movimento de rotação do motor deve ser transmitido ao prato. Para tanto, existem diversas maneiras, sendo as mais comuns as seguintes:

- por polia intermediária
- por correia
- diretamente ou por engrenagem

O método mais comum é o primeiro. A rotação do motor

é transmitida a uma polia e esta aciona o prato. Este acionamento pode ser interno ou externo, como podemos ver na fig. 1.

A transmissão direta é feita através de engrenagens reductoras, a fim de diminuir a velocidade do motor àquela requerida pelo prato.

Não se pode dizer que existe um sistema melhor ou pior; todos apresentam vantagens e desvantagens.

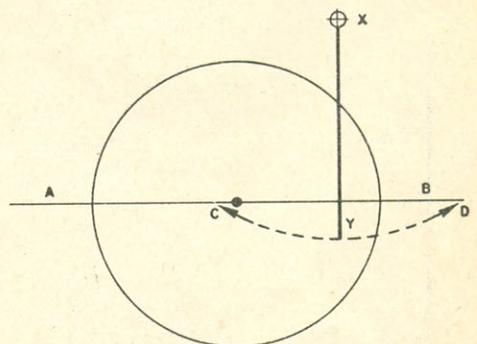
Uma operação suave do toca-discos depende de alguns fatores, tais como: precisão dos mancais do motor, balanceamento do motor, isolamento adequada entre motor e chassi e qualidade do mecanismo de transmissão.

4. PRATO

Os pratos apresentam diversos tamanhos, desde os pequenos de 7 polegadas até os tipos profissionais com 16 polegadas. A maioria dos toca-discos utiliza pratos de 10 a 12 polegadas.

Figura 2

Erro de rastreamento. AB representa a direção da agulha gravadora; CD é a direção executada pelo braço XY. Diminui-se este erro aumentando o comprimento do braço e montando a cápsula de tal modo que esta forme um ângulo com o eixo XY.



Devido à inércia, são preferidos os modelos maiores, por manterem melhor a rotação, sendo portanto menos sensíveis às variações da rede.

Geralmente são constituídos de alumínio torneado e recobertos com borracha.

5. BRAÇO FONOCAPTOR

Os braços fonocaptadores normalmente fazem parte integrante dos cambiadores e toca-discos, mas podem ser adquiridos como unidades separadas nos equipamentos mais sofisticados.

Seu desenho e princípio de operação são altamente importantes para a reprodução em alta fidelidade. Deve apresentar facilidade de movimentos em todas as direções. Geralmente dispõem de um dispositivo para ajustar a pressão que a agulha irá exercer sobre o sulco.

A pressão ótima está normalmente entre 0,5 e 6 gramas, sendo que a pressão exa-

ta é fornecida pelo fabricante da cápsula.

O braço fonocaptor deveria trilhar os sulcos o mais próximo possível da trilha original da cabeça de corte (gravação), caso contrário há a distorção conhecida como "erro de rastreio".

O disco é gravado segundo uma linha perpendicular ao centro do prato (AB na fig. 2) e o braço fonocaptor descreve um arco, como CD. Este arco deve aproximar-se o mais possível da reta. Certos toca-discos modernos eliminaram quase totalmente este problema.

O braço fonocaptor deve ser montado sobre rolamentos de alta precisão, praticamente sem atrito, tanto na vertical quanto na horizontal.

6. CAPSULAS FONOCAPTORAS

Existem diversos tipos de cápsulas fonocaptoras que podem ser classificadas em cinco

grupos: cristal, cerâmica, magnéticas, dinâmicas e capacitivas.

a) Cristal e cerâmica — São os tipos mais baratos e simples em desenho e construção.

Os modelos mais comuns são os que utilizam o cristal piezoelétrico, que converte os movimentos transmitidos pela agulha em tensões elétricas, proporcionais à informação gravada.

b) Cápsulas magnéticas — Na fig. 3-A temos o esquema de uma cápsula magnética de ímã móvel. Seu princípio de operação é simples.

As variações do ímã móvel, transmitidas pela agulha, induzem variações de corrente nas bobinas, variações essas proporcionais às informações. Os terminais da bobina são conectados ao pré-amplificador.

c) Cápsulas dinâmicas — Nestas cápsulas, ao invés do ímã móvel temos uma bobina

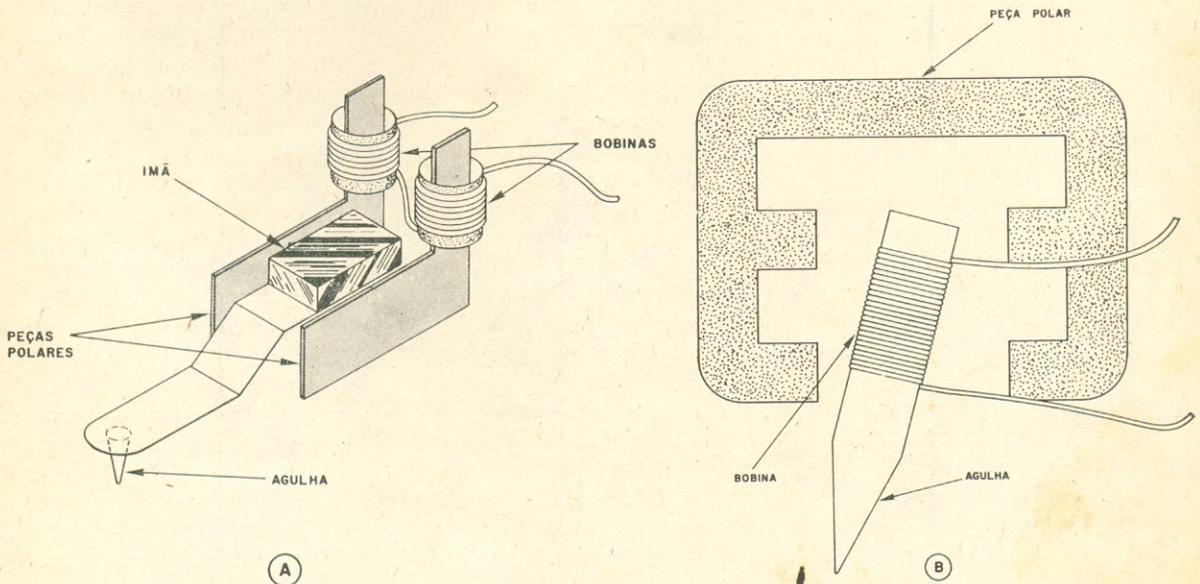


Figura 3

Cápsulas magnéticas e dinâmicas.

móvel, à qual está fixada a agulha (fig. 3-B). Neste caso, o ímã permanente é fixo. São superiores às de ímã móvel.

d) Cápsulas estereofônicas — Na gravação estereofônica os canais são gravados em 2 planos diferentes, com inclinação de 45 graus cada um em relação à horizontal, conforme vemos na fig. 4. Na cápsula estereofônica a agulha apresenta um aspecto tal que as vibrações gravadas no plano da esquerda irão induzir corrente somente na bobina da esquerda, e assim igualmente no que se refere ao plano da direita.

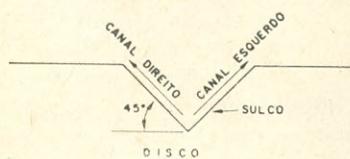


Figura 4
Sistema de gravação
estereofônica Westrex.

Logo notamos que irão existir diversos tipos de movimentos resultantes da agulha, conforme o nível dos sinais de cada canal.

A interferência entre um canal e outro é medida pela separação de canais, que deve ser a maior possível. Esta separação é normalmente medida em dB.

Uma característica importante das cápsulas fonocaptoras é a compliância, isto é, a medida da facilidade de movimento da agulha. É normalmente dada em 10^{-6} cm/dina. Também deve ser a maior possível. Em estereofonia são importantes a compliância horizontal e vertical.

7. AGULHAS

São o elo de ligação entre a informação gravada e o amplificador.

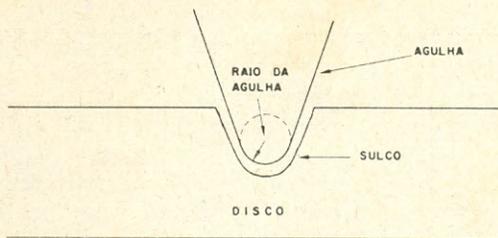


Figura 5
Raio da agulha.

A fim de reduzir o desgaste dos sulcos devem ser utilizados os tipos apropriados para cada modalidade de gravação.

Agulhas muito agudas irão danificar o fundo dos sulcos, ao passo que agulhas muito rombudas causarão excessivo desgaste dos mesmos.

Para discos monofônicos as agulhas devem apresentar um raio de 0,001 polegada (1 mil), ao passo que para discos estereofônicos podem ter raios de 0,5 a 0,7 mil (veja a fig 5).

Os materiais mais comuns utilizados nas agulhas reproduzoras são a safira e o diamante, sendo este último o mais importante devido à sua maior durabilidade.

8. MANUTENÇÃO

Após alguns anos de serviço o desempenho dos toca-discos começa a declinar. A fim de evitar este processo, devemos proceder a u'a manutenção periódica do equipamento.

Os mancais do motor e do prato podem ser lubrificados com óleo de máquina, ou óleo para serviço médio. Deve-se, porém, antes de fazê-lo, consultar o manual do fabricante, pois algumas unidades apresentam certas características especiais de lubrificação, ou até mesmo dispensam-na.

Deve-se verificar periodicamente a borda da polia de

transmissão (se houver) e, caso apresente qualquer irregularidade, deverá ser trocada.

Qualquer índice de óleo na superfície da polia ou na borda do prato deverá ser eliminado com removedor.

Deve-se também verificar a liberdade de rotação das polias.

Não é recomendável mexer nos pivôs e mancais do braço fonocaptor.

Também as borrachas de suspensão do motor devem ser verificadas e trocadas se necessário. O estado da agulha deverá ser verificado, se possível, com um microscópio ou uma boa lente de aumento, e se estiver rombuda deverá ser trocada.

Uma agulha de diamante com uma pressão de 2 gramas irá durar em média cerca de 2 500 LP.

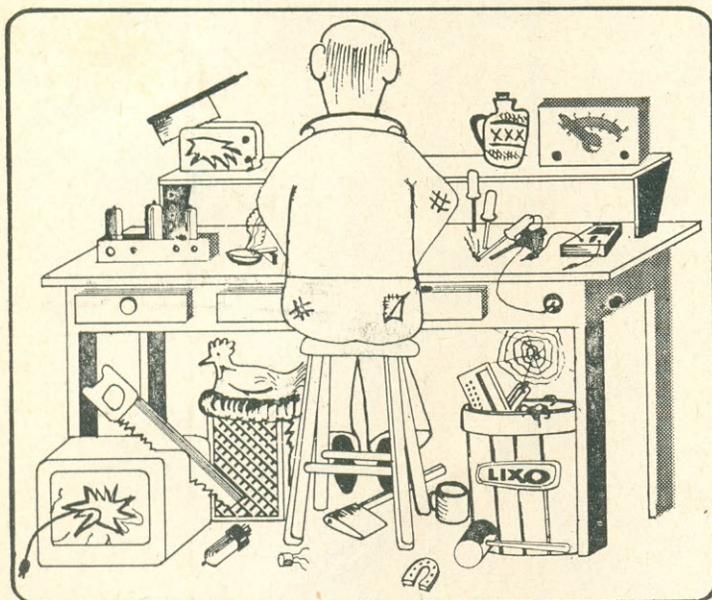
A pressão da agulha deve ser verificada, se possível, com uma balança de precisão e deverá satisfazer as especificações do fabricante.

Periodicamente deve-se limpar a agulha com um cotone-ete embebido em álcool comum.

Com estas medidas, poderemos desfrutar de um bom toca-discos por muitos anos, sem dispendermos muito dinheiro com eventuais consertos.

Ω

Bancada



de Serviço

CONVERSÃO DE VALORES

Colaboração do Lab. do Instituto Monitor

Converter valores eficazes de correntes, tensões ou potências em valores de pico, médios ou pico-a-pico e vice-versa, constitui-se num problema relativamente simples que, entretanto, é repudiado pela maioria dos técnicos e estudantes pelo simples fato de envolver um cálculo matemático.

Normalmente são esquecidas as constantes ou as expressões de conversão, porque simplesmente os técnicos ou estudan-

tes procuram memorizá-las; então, ocorre a confusão.

Um modo mais simples de se fazer conversões sem o uso de fórmulas consiste no emprego de constantes de multiplicação para a conversão, constantes essas que podem ser tabeladas de modo que, consultando-as, poder-se-á com facilidade converter qualquer valor em qualquer outro valor.

A tabela que damos permite que isso seja feito. Bastará

tomarmos o valor que temos e multiplicá-lo por uma certa constante, a fim de obtermos o valor desejado.

Nessa tabela podemos converter valores médios, eficazes, pico-a-pico e pico, uns nos outros.

Na primeira coluna está o valor que temos e nas seguintes o que queremos, associado já o fator de conversão:

	Médio	Eficaz	Pico-a-pico	Pico
Médio	—	1,11	3,14	1,57
Eficaz	0,9	—	2,82	1,41
Pico-a-pico	0,318	0,353	—	0,5
Pico	0,64	0,707	2	—

Exemplo 1

Qual é o valor pico-a-pico correspondente de uma tensão cujo valor eficaz é 110 volts?

Pela tabela vemos que, para converter valor eficaz em pico-a-pico, devemos multiplicar

o valor eficaz por 2,82. Temos então que:

$$V_{pp} = 110 \times 2,82$$
$$V_{pp} = 310,2 \text{ volts}$$

Exemplo 2

Qual é o valor eficaz de uma

tensão cujo valor de pico é 150 volts?

Neste caso, o fator de multiplicação é 0,707:

$$V_{rms} = 0,707 \times 150$$
$$V_{rms} = 106,05 \text{ volts}$$

Ω

PROTEÇÃO ELÉTRICA

Mario J. O. Tavares
(PY5 CDL)

Como o leitor deve saber, muitas vezes costumam ocorrer irreparáveis danos em equipamentos eletrônicos, danos esses ocasionados pela falta de proteção ou proteção insuficiente.

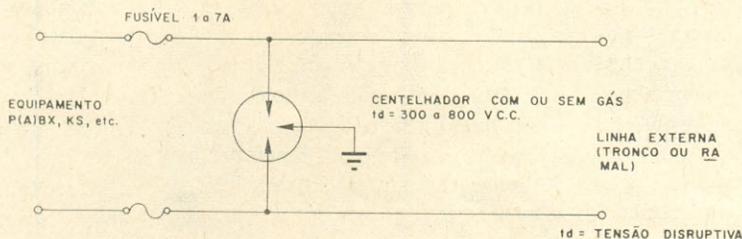
O circuito que damos abaixo mostra um caso típico de pro-

teção elétrica. Embora esteja especificado para a aplicação específica em equipamentos telefônicos, ele também pode ser utilizado em outros tipos de equipamentos de telecomunicações, de pequeno e médio porte.

Note o leitor que, além dos dispositivos de proteção (fusí-

veis e centelhador), faz parte do sistema uma ligação à terra que, diga-se de passagem, é de importância primordial para a eficiência do sistema. Portanto, o aterramento será assunto de um próximo artigo nosso.

Ω



CASO TÍPICO DE PROTEÇÃO ELÉTRICA

INSTITUTO R. T. MONITOR S.A.

A MAIOR ESCOLA DE ENSINO POR
CORRESPONDÊNCIA DA AMÉRICA LATINA

RUA TIMBIRAS, 263 — FONE: 220-7422 — S. PAULO

Transceptor Especial para Telecomunicações, Operando na Faixa de VHF/UHF

CONCLUSÃO

Francisco Bezerra Filho *

9) PRINCIPAIS FONTES DE RUÍDO

O ruído total presente na saída do receptor de um rádio-enlace é originado por diversas fontes, estando todas elas ligadas ao rádio-enlace. O ruído é classificado de acordo com a fonte que o gera; assim temos: ruído térmico fixo (R_{TF}), ruído térmico variável (R_{TV}) e o ruído de intermodulação (R_I). O ruído total na saída do receptor é uma somatória dos três; daí temos: $R_T = R_{TF} + R_{TV} + R_I$.

O ruído total depende diretamente das condições de operação do rádio-enlace e do transceptor, assim como comprimento do enlace, desvanecimento, temperatura, etc. Em telecomunicações é muito importante conhecer-se sua ordem de grandeza e seu comportamento ao longo do tempo, pois a qualidade das conversações telefônicas depende do seu comportamento.

Abaixo damos uma descrição detalhada de cada tipo de ruído e das principais fontes geradoras.

Ruído térmico fixo — Esse ruído é gerado dentro do transceptor e está ligado intrinsecamente, ou seja, é o ruído gerado dentro das unidades, tanto do lado do Tx como do Rx. Uma parte dele é gerada dentro dos amplificadores de BB e de RF, tanto nos componentes passivos como nos ativos.

Todas as vezes que circula corrente em um resistor ou em um transistor, eleva-se a temperatura do mesmo, provocando um aumento na corrente, sendo este ciclo contínuo em função do tempo. A corrente no interior do componente tem um fluxo aleatório, provocando choque com os átomos no interior do mesmo, liberando energia na forma de fótons, com comprimento de onda variável, caindo alguns deles dentro do espectro de BB.

Outra fonte de ruído térmico são os osciladores de RF, principalmente os controlados a cristal; estes introduzem muito ruído no sistema, como visto anteriormente. Os moduladores e demoduladores, além do ruído por intermodulação, também geram ruído térmico. Como podemos ver, esse ruído é gerado dentro das unidades do transceptor, não importando se ele está ou não transmitindo canais telefônicos.

Ruído térmico variável — É o ruído gerado externamente ao transceptor, dependendo das condições e do meio físico no qual o sinal de RF se propaga. Depende diretamente da atenuação do enlace, que por sua vez depende do comprimento do mesmo. Outra causa muito comum é o desvanecimento; quando este é muito acen-

do Laboratório Técnico da TELESP
Coordenador técnico do "Colégio Avanço",
de Santo Amaro.

tuado, caindo abaixo do ponto de operação do limitador (figs. 20 e 21), na entrada do demodulador temos uma onda modulada em amplitude e na saída temos um ruído equivalente à envol- tória.

Em regiões muito congestionadas (figs. 34, 35 e 47), onde há muitos batimentos entre os canais de RF adjacentes, as freqüências resultantes do batimento caem dentro do espectro de BB. Esse ruído é conhecido como ruído de co- canal ou de sinal interferente. Todas as fontes de ruído variável estão localizadas no espaço compreendido entre as duas antenas, sendo sua maior contribuição devida à atenuação no espaço livre e pelo desvanecimento.

Ruído de intermodulação — É o ruído devido à não linearidade dos circuitos amplificadores, que provocam diferença de fase e distorção no sinal amplificado. Outra fonte de ruído é devida à não linearidade no "modem", principalmente no demodulador, quando a curva "S" não é muito linear ou quando operamos fora dos pontos A e B (fig. 25).

O sinal da BB na saída não será uma senóide perfeita, mas sim distorcida. Em qualquer dos casos haverá um batimento entre as freqüências quando infinitas freqüências resultantes, caindo dentro do espectro de BB, aparecem na forma de ruído. O nível de ruído depende da carga, ou seja, do número de canais telefônicos operando ao mesmo tempo. Quanto maior o número de canais maior será o número de freqüências resultantes e maior será o ruído.

Ruído ponderado psfométrico — As medidas do ruído visam determinar sua grandeza dentro dos canais telefônicos ou canal de voz em um rádio-enlace. O canal telefônico ocupa um espectro de 0-4 kHz, mas o ouvido humano tem maior sensibilidade para as freqüências compreendidas entre 800 Hz e 2 540 Hz.

Quando vamos medir o ruído usamos um filtro com curva semelhante à do ouvido. Só é medida uma pequena amostra do ruído. O filtro tem uma largura de 1 740 Hz, ao invés de 4 kHz, como podemos ver na fig. 49. Temos que aplicar um fator de correção de maneira a compensar o estreitamento do canal, pois, como sabemos, a potência de ruído dentro do canal de voz é proporcional à largura do canal. Essa correção é dada por

$$10 \log \frac{4\,000 \text{ Hz}}{1\,740 \text{ Hz}} = 3,6 \text{ dB}$$

sendo conhecida por ponderação psfométrica. Quando medimos a relação sinal/ruído (S/R), o nível do tom aplicado na origem (entrada da central telefônica) é de 1 mW, ou seja, 0 dBm e, pelo fato do mesmo ser aplicado na origem, temos dBmO.

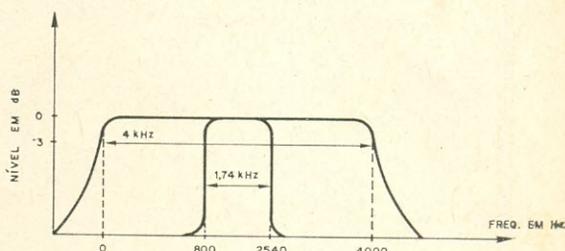


Figura 49

Filtro com correção psfométrica.

Quando a relação sinal/ruído é medida usando-se um filtro com largura de 1 740 Hz, tem-se a relação sinal/ruído em dBmOp, ou seja, relação sinal/ruído ponderada psfometricamente na origem.

Unidade de potência — Como unidade de potência, em telecomunicações, geralmente é usado o mW, mas, para nível de ruído, esta unidade ainda é muito alta, razão pela qual geralmente se usa o picowatt (pW). Como o nível do sinal está relacionado com um miliwatt, que corresponde a 0 dBm, temos que $1 \text{ pW} = 10^{-3} \text{ mW}$ ($10^{-12} \text{ W} = 10^{-9} \text{ mW}$), ou seja, -90 dBmO , significando que 1 pW está -90 dB abaixo em relação a 1 mW. O C.C.I.R. recomenda um nível de ruído admissível para um enlace com comprimento maior que 50 km e menor que 800 km, como sendo de $3 \text{ pW/km} + 200 \text{ pW}$. Assim, para um enlace de 60 km, o ruído total admissível é de $3 \text{ pW} \cdot 60 + 200 \text{ pW} = 180 + 200 = 380 \text{ pWOp}$, assim distribuído:

ruído térmico total = 220 pWOp
 ruído térmico variável = 100 pWOp
 ruído de intermodulação = 60 pWOp

Transformando os 380 pWOp em dB temos 25,7 dB relativos a 1 pW; isto significa que o ruído está 25,7 dB acima em relação a 1 pW e 74,3 dB abaixo em relação a 1 mW. Como o sinal está relacionado com 1 mW, que corresponde a 0 dBmO, isto significa que a relação sinal/ruído é de 74,3 dBmOp, ou seja, que o ruído está 74,3 dB abaixo do sinal.

O ruído é medido em pontos, sendo todos eles dentro da BB; para sistema de 24 canais, com BB de 12 a 108 kHz, medimos em 16,57 e 98 kHz,

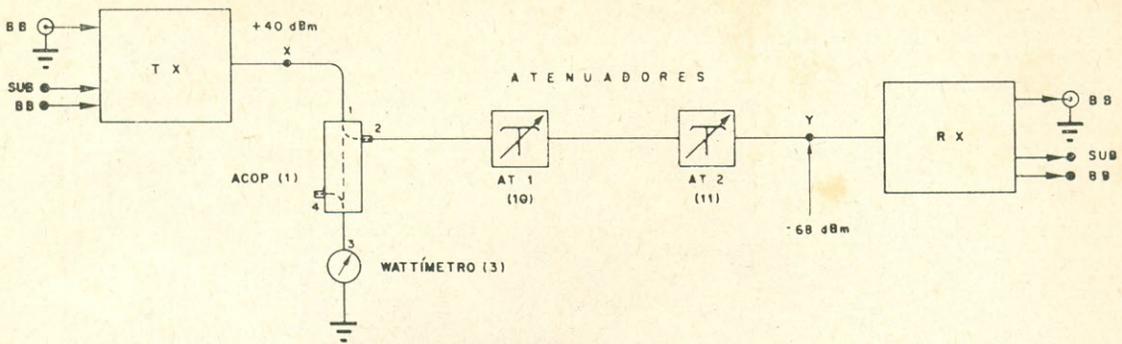


Figura 50

Configuração de um rádio-enlace para teste em fábrica.

todos eles com largura de 1740 Hz em torno da frequência central. Para sistema de 60 canais, com BB de 60 a 300 kHz, medimos em 70 e 270 kHz.

Medidas — O equipamento (Tx e Rx), após montado, é submetido a uma série de testes, sendo alguns deles individuais e outros em conjunto. O primeiro deles é feito nas provas finais e conhecido como “teste em fábrica” (primeiro teste de funcionamento). Para isso o equipamento é ligado, simulando um rádio-enlace real (veja a fig. 50). O acoplador At2 direcional, em conjunto com os atenuadores At1, simulam a atenuação no espaço livre. Entre os pontos X e Y devemos ter uma atenuação tal que, se no ponto X (saída do Tx antes do “branching”) tivermos +40 dBm, no ponto Y (entrada de Rx após o “branching”) deveremos ter -68 dBm. Assim, temos que simular uma atenuação de 108 dB.

Essa atenuação é conseguida da seguinte maneira: o acoplador direcional tem uma atenuação entre as portas 1 e 2 de 22 dB; o atenuador At1 é ajustado para atenuar 80 dB e At2 para 6 dB; assim temos uma atenuação de 108 dB.

Quando o equipamento é instalado no campo, os mesmos testes feitos em fábrica são repetidos no campo. Todos estes testes visam avaliar as qualidades e especificações do equipamento, tanto em fábrica como no campo. Para cada tipo de teste temos que usar instrumentos de medida apropriados.

Na Tabela I temos os instrumentos mais usados no teste que iremos relacionar a seguir. Antes de executarmos as medidas devemos deixar o equipamento ligado durante 1 hora.

Medidas de potência, frequência, espúrios e desvio do Tx

Potência — A potência na saída do Tx, para essa classe de equipamento, geralmente é de 10 W. Para medir a potência devemos ligar o equipamento de acordo com a fig. 51. Ligar o wattímetro na saída do Tx através de um acoplador direcional; o wattímetro deve ler uma potência de 10 W ou +40 dB. Se não tiver acesso ao ponto X antes do “branching”, ligar o wattímetro diretamente na saída e descontar a atenuação no “branching”. Daí temos que a potência no ponto X será a potência lida mais a atenuação do “branching”.

Frequência — A frequência final do Tx é determinada pelo cristal do oscilador, devendo ser qualquer uma dos 28 canais (Tabela I da Rev. 345). Para lermos a frequência devemos ligar o contador de frequência na porta 2 do acoplador direcional, onde a potência de saída está 22 dB abaixo. Muito cuidado para não ligar o contador diretamente na saída do Tx, pois neste caso a potência de 10 W danificará a entrada do contador. Antes devemos desligar a unidade “entrada do modulador” para evitar que qualquer sinal module o Tx, causando leitura falsa. A frequência lida deve ser a da portadora $F_r \pm 10$ kHz.

Espúrios — Os espúrios são gerados dentro do Tx pelo oscilador a cristal, multiplicadores, amplificadores, etc., mas devem ser eliminados na saída do Tx. Quando quaisquer espúrios são irradiados com uma certa intensidade, podem ocorrer interferências em receptores operando próximos ao Tx, em frequência adjacente. Os filtros na saída do Tx devem atenuar os espúrios

TABELA I

Nº INSTR.	DESCRIÇÃO	FABRICANTE	MODELO
1	Acoplador direcional	HP NARDA	774 D 3020 A
2 (C)	Refletômetro de RF	PHILCO BIRD	164 B 43 ou 6254
3 (F)	Carga de RF (wattímetro)	BIRD PHILCO	6154 401 A
4	Contador de frequência digital (freqüencímetro)	HP HP	5303 B + 5300 B 5300 A
5	Gerador de baixa frequência (áudio) até 1 MHz	HP W&G	204 C (1) PS-3 (2)
6	Medidor de baixa frequência (áudio) até 1 MHz	HP W&G	403 B (1) SPM-3
7 (3)	Gerador de ruído branco	W&G W&G MARCONI	RS-5 RS-50 TF2092 A
8 (4)	Medidor de ruído branco	W&G W&G MARCONI	RE-5 RE-50 TF2092 A
9	Medidor de desvio (ΔF)	MARCONI	TF2300
10 (F)	Atenuador variável em passo de 10 dB	HP NARDA	355 D 705
11 (F)	Atenuador variável em passo de 1 dB	HP	355 D
12	Casador de impedância 75 Ω , 150 Ω e 600 Ω	HP	353 A (1)
13	Analisador de espectro para VHF/UHF	HP	141 T com 8555 A
14	Gerador de RF	HP MARCONI	8640 A TF1066 B

- (1) Os três formam o conjunto HP 3550 A (sorveteira)
 (2) Milivoltímetro seletivo com impedância de entrada de 75 ohms, 150 ohms e 600 ohms
 (3) Com os filtros seleciona-banda de 12-108 kHz e de 16, 57, 70, 98 e 270 kHz
 (4) Com os filtros passa-faixa nas frequências de 16, 57, 70, 98 e 270 kHz
 (F) Só usado em teste de fábrica
 (C) Só usado em teste no campo
 HP = Hewlett Packard
 W&G = Wandel & Goltermann

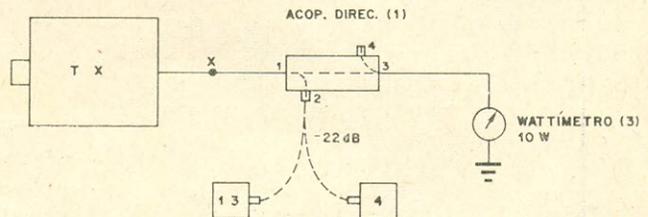


Figura 51

4 - CONTADOR DE FREQUÊNCIA
 13 - ANALISADOR DE ESPECTRO

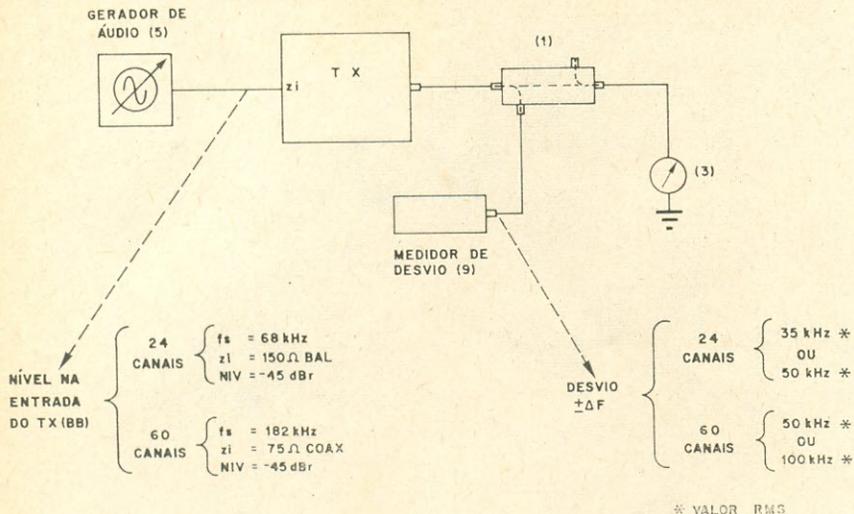


Figura 52

Montagem para medição do desvio do Tx.

em 40 dB ou mais. Isto significa que os espúrios estão 10 000 vezes abaixo da potência da portadora. Para medir a amplitude dos espúrios usamos o analisador de espectro; para isso ligamo-lo na saída "2" do acoplador direcional e varremos ± 100 MHz em torno da portadora. Qualquer sinal espúrio dentro desta faixa deve estar muito abaixo em relação à portadora; uma atenuação de 40 a 50 dB já é considerada razoável.

Desvio — O desvio nos dá uma idéia da sensibilidade e linearidade do modulador do Tx. Cada equipamento, de acordo com sua finalidade, tem um desvio específico. Assim, o equipamento de rádio para 24 canais telefônicos tem uma sensibilidade de 35 kHz (RMS); em alguns casos especiais é de 50 kHz e para 60 canais é de 50 kHz e 100 kHz. Esse desvio é válido quando aplicamos na entrada da BB do Tx um tom senoidal na frequência de zero pré-ênfase, com um nível de -45 dB. Quando aplicamos todos os canais operando ao mesmo tempo, neste caso o desvio é de 625 kHz para 24 canais e 1 250 kHz para 60 canais. Para medir usamos o medidor de desvio, como pode ser visto na fig. 52. Na entrada do Tx aplicamos um gerador de sinais com frequência, nível e impedância desejada. Na saída do Tx, através da porta "2" do acoplador direcional, ligamos o medidor de desvio, onde lemos o desvio diretamente. Devemos tomar cuidado, uma vez que geralmente os medidores medem em valor de pico; daí temos que converter o valor previsto ou o medido para a mesma grandeza. No caso de não se conseguir o desvio desejado, pode-se ajustá-lo na unidade "entrada do modulador" através do potenciômetro interno assinalado "desvio".

Ponte de operação do silenciador ("squelch") do receptor

— O receptor é projetado para operar dentro de um certo nível recebido na antena; no nosso caso é de -92 dBm a -48 dBm (fig. 18). Por outro lado, a gama de ação é só de 44 dB. Quando o nível recebido cai abaixo de -92 dBm, a relação sinal/ruído piora ao ponto da conversação telefônica tornar-se ininteligível. Quando o nível cai abaixo de -92 dBm o silenciador deve operar desligando o sinal de BB na saída do Rx. Esse teste é feito da seguinte maneira: liga-se o gerador de RF na entrada do receptor (ponto Y da fig. 53); no caso de não termos acesso a este ponto, podemos ligar o gerador de RF diretamente na entrada da antena, mas temos que compensar as perdas no "branching".

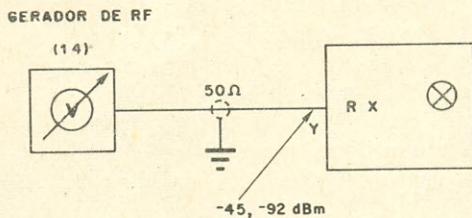


Figura 53
Medida do silenciador.

Começamos o teste com o nível de saída do gerador em -50 dBm; a seguir atenuamos muito lentamente até o silenciador desligar; este ponto deve ser -92 dBm, como podemos ver nas figs. 18 e 20. Aumentamos agora o nível do gerador até ao ponto do silenciador voltar a ligar; isto deve ocorrer para um nível de -89 dBm, ou seja, +3 dB acima. A diferença entre os pontos onde o silenciador desopera e opera novamente é conhecida como histerese do CAG. Se o silenciador não operar em -92 dBm, po-

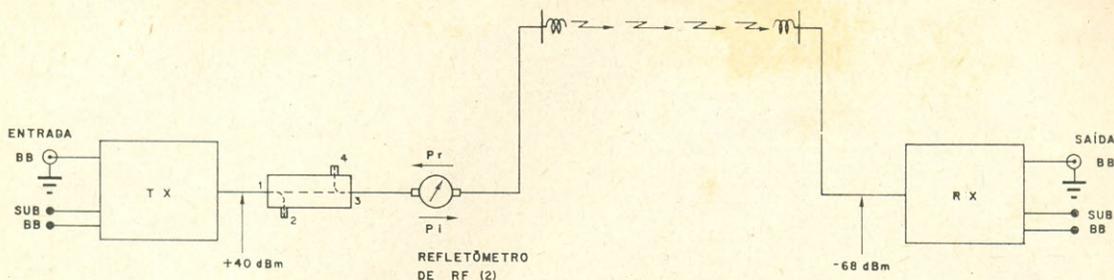


Figura 54

Configuração de um rádio-enlace para teste no campo.

demos ajustá-lo através de R3 (fig. 17). O ponto onde o silenciador opera e desopera pode ser observado através da lâmpada do comutador da banda base (CBB).

Medidas usando o conjunto transceptor completo (Tx + Rx) — As medidas que seguem são feitas no enlace, desde a entrada do Tx, em ambas direções, tanto no principal como no reserva. Em todos os testes estamos supondo que os anteriores já foram feitos. As medidas são válidas tanto para laboratório (fig. 50) como para campo (fig. 54); em ambos os casos os valores encontrados diferem muito pouco. Quando os valores forem diferentes faremos referências; caso contrário, entende-se que sejam iguais.

Nível e resposta da BB — O sinal do MUX aplicado na entrada da BB do lado do Tx tem resposta de frequência plana e com nível conhecido. No outro lado do enlace o receptor deve entregar ao MUX uma gama de frequência plana e com nível conhecido. No lado do Tx temos a pré-ênfase, que reforça o sinal da BB; no lado do Rx temos a de-ênfase, que corrige a BB de maneira a termos uma resposta plana. Os amplificadores de BB, tanto do lado do Tx quanto do Rx, devem ter resposta plana e ganho constante, em toda gama de frequência. As medidas devem obedecer as seguintes indicações:

- o nível de RF na entrada do Rx é de -68 dBm;
- as atenuadores de $\pm 2,5$ dB, na entrada do Tx e na saída do Rx, estão na posição de 0 dB;
- ajustar a frequência do gerador na frequência de zero pré-ênfase e aplicar na entrada da BB do Tx;
- nível de -45 dB e impedância desejada de 150Ω para 24 canais ou 75Ω para 60 canais;
- ligar na saída da BB do Tx o voltímetro; no caso de usar o seletivo, sintonizar para a mesma frequência do gerador e com a impedância correspondente à BB do Rx.

O nível lido no voltímetro é de -15 dB $\pm 0,2$. Se o nível estiver fora do previsto podemos ajustá-lo na unidade de saída do demodulador através de um potenciômetro.

A resposta pode ser medida variando-se a frequência do gerador desde 12 até 108 kHz, ou de 60 até 300 kHz; sempre mantendo o nível de -45 dB constante, a variação na saída não deve ser maior que $\pm 0,5$ dB em relação ao nível de -15 dB.

Sinais espúrios na BB — Algumas fontes de ruído, internas ou externas ao sistema, podem gerar ruído dentro de uma grande gama de frequência, caindo algumas delas dentro do espectro da BB; este é conhecido como ruído seletivo. Para medi-lo desligamos o gerador da entrada da BB do Tx e carregamos com uma carga de 75Ω . Mantendo-se o voltímetro seletivo na saída da BB do Rx, nas mesmas condições vistas acima, aumentamos a sensibilidade do medidor para -80 dBm. A seguir variamos muito lentamente a frequência de sintonia do medidor desde 12 até 108 kHz ou de 60 até 300 kHz. Qualquer sinal espúrio dentro desta faixa deve estar 60 dB abaixo do tom de referência (-15 dB), ou seja, o nível absoluto dos sinais espúrios medidos deve ser inferior a -75 dBmO, para teste em fábrica, e -70 dBmO para teste no campo.

Nível e resposta da sub-BB — As medidas de sub-BB não são tão importantes, como era o caso da BB vista anteriormente, mas têm sua importância, pois no seu espectro são transmitidos o canal de voz e os tons de tele-supervisão. Para medir-se o nível da sub-BB injeta-se na entrada da sub-BB, do lado do Tx, um gerador com impedância de 600Ω balanceados, na frequência de 1 kHz e com nível de -20 dBm. Ligar na saída da sub-BB, do lado do Rx, um medidor com impedância de 600Ω balanceados, com banda larga, ou medidor seletivo. O nível

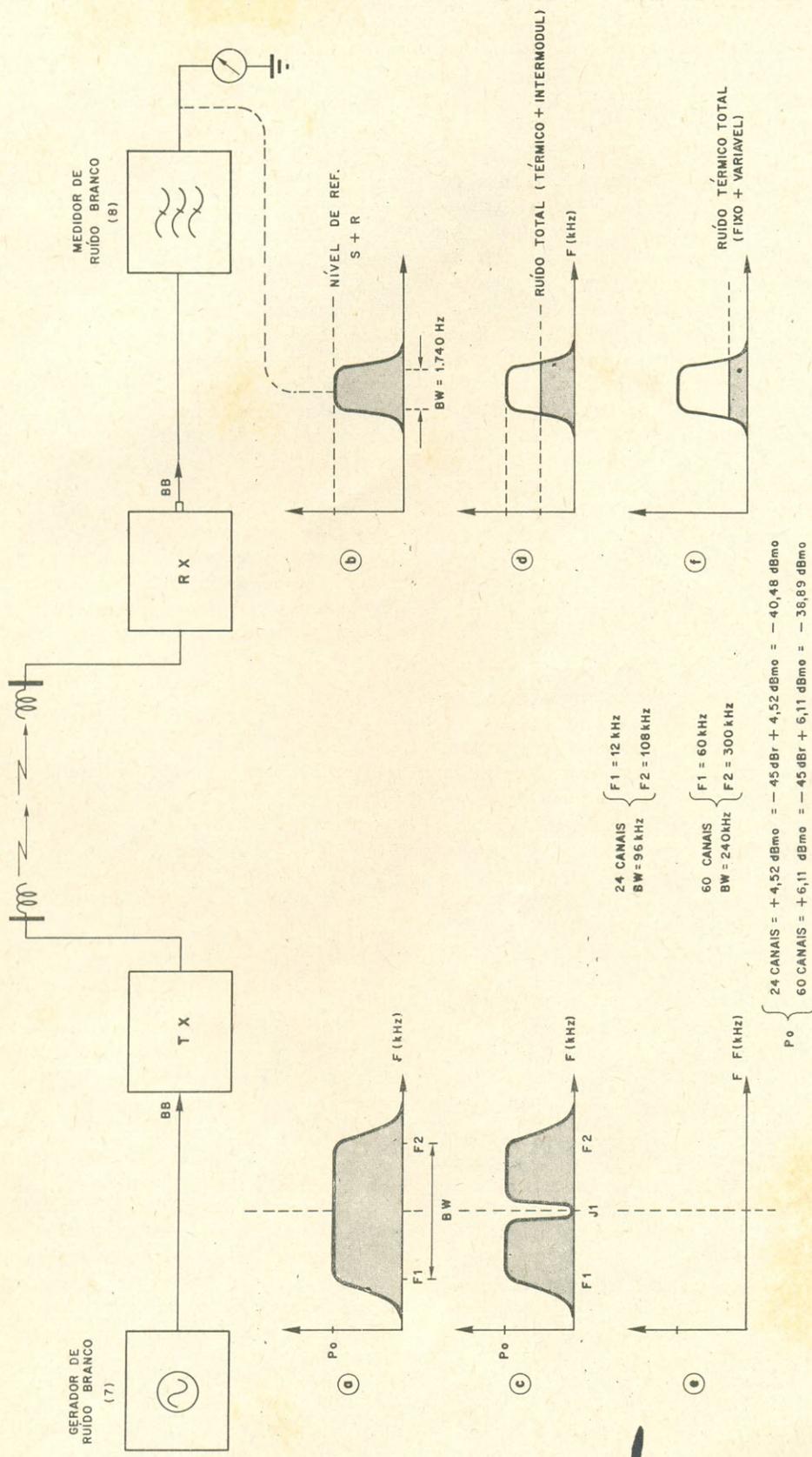


Figura 55

do tom de 1 kHz será de -8 dBm. Caso não se obtenha este valor, ajustar o nível para -8 dBm, variando o ganho do amplificador de sub-BB. Variar a frequência do gerador desde 300 Hz até 6 000 kHz; a variação deve ser menor ou igual a $\pm 1,5$ dB em relação ao tom de 1 kHz.

Rejeição do piloto — A principal função do piloto é a de supervisionar cada enlace individualmente. Em uma rota com diversos enlaces a comutação é feita por enlace. Na entrada de cada enlace injeta-se um piloto e na saída é retirado para o enlace seguinte, tornando-se a injetar outro piloto e assim por diante. Para evitar que o piloto de um enlace interfira no enlace seguinte, na unidade de saída do demodulador temos um filtro que rejeita ou atenua o piloto em 50 dB abaixo do nível da BB, ou seja, o nível absoluto do piloto deve estar em volta de -70 dBmO. Ligamos o voltímetro seletivo na saída da BB do lado do Rx e sintonizamos na frequência do piloto (119 kHz para 24 canais ou 331 kHz para 60 canais); em ambos os casos o nível medido deve ser menor que -70 dBmO.

Medidas do ruído — Como vimos anteriormente, o ruído era gerado por diversas fontes, sendo algumas delas internas ao equipamento, onde é gerado o ruído térmico fixo, e outras externas, onde é gerado o ruído térmico variável, além do ruído de intermodulação, que depende da carga dos canais em operação. Todo esse ruído aparece na saída da BB do lado do Rx, juntamente com o sinal da BB, onde estão contidos todos os canais telefônicos. O C.C.I.R. recomenda medir a potência do ruído, para termos uma idéia de quanto ele pode perturbar as comunicações telefônicas via rádio.

Carga de ruído branco na entrada do Tx — O sinal aplicado na entrada do Tx está relacionado com um ponto de referência. Este ponto geralmente é a entrada da central telefônica ou comutador interurbano (IU). Quando aplicamos neste ponto um tom de 800 Hz com um nível de 0 dBm, este chega na entrada do Tx 45 dB abaixo em relação à referência, ou seja, -45 dBr. O nível do ruído que simula os canais também é tomado por base neste ponto. Por outro lado, quando aplicamos todos os canais telefônicos multiplexados e operando ao mesmo tempo, se por coincidência estivesse a metade dos canais em uma fase e a outra metade em fase oposta, ambas com a mesma amplitude, a resultante seria zero. Mas se, por outro lado, estivessem todos a mesma fase, ha-

veria uma somatória de potência. Isto porém não acontece, pois as fases e a amplitude das frequências são distribuídas aleatoriamente em função do tempo.

Através de estudo estatístico chegou-se à conclusão de que a tendência é sempre uma soma de potência. Quando vamos medir o ruído temos que aplicar um fator de correção ou carga convencional. Para número de canais menor ou igual a 24 determinamos através da seguinte fórmula: fator de carga em dBmO = $-1 + 4 \log N$, $N \leq 240$ canais. Daí temos para 24 canais um fator de carga de +4,52 dBmO e para 60 canais +6,11 dBmO. Este nível chega à entrada do Tx 45 dB abaixo em relação à origem e, por outro lado, não temos acesso a IU. Temos que aplicar na entrada da BB do Tx um nível de ruído de -40,48 dBmO e -38,89 dBm, como podemos ver na fig. 55.

Nível de ruído medido em um canal — Como vimos anteriormente, do lado do Tx injetamos uma carga de +4,52 dBmO (+6,11 dBmO) equivalente aos níveis de todos os canais operando ao mesmo tempo, ocupando um espectro de BB de 12 a 108 kHz (ou de 60 a 300 kHz). Para medir o nível recebido do lado do Rx usamos um medidor seletivo de ruído branco, com passa-faixa, sintonizado em 16, 57, 98 (70 e 270 kHz), todos eles com banda passante de 1 740 Hz. O nível de ruído medido do lado do Rx, dentro do canal, é bem menor em relação ao que foi injetado do lado do Tx. Na saída do Rx temos sinal e ruído; essas duas grandezas podem ser expressas em uma relação em dB; daí temos:

$$10 \log \frac{S + R}{R}$$

Pelo fato do ruído estar bem abaixo do sinal, podemos simplificar para $10 \log S/R$.

Tanto o ruído como o sinal são expressos em potência NPR ("noise power ratio"). NPR em um canal é dado por $NPR = 10 \log S/R = 10 \log S - 10 \log R$. O segundo membro da equação é a grandeza que queremos determinar. Como conhecemos o ruído para todos os canais através de uma simples regra de três, podemos determinar o ruído dentro de um canal de 4 kHz.

$$\frac{4,52 \text{ dBmO}}{X} = \frac{24}{1} = -9,3 \text{ dBmO} \rightarrow$$

$$\rightarrow -R_{10} = NPR - 9,3 \text{ dBmO}$$

Ponderando e passando para um canal, temos:

$$R_{10} = NPR + 9,3 + 3,6 = NPR + 12,9 \text{ dBmO}$$

Daí temos: 24 canais = +12,9 dBmO; 60 canais = +15,29 dBmO.

Há outra fórmula muito usada para determinar o ruído ponderado psfometricamente em um canal em valor absoluto:

$$R_{10} = NPR + 10 \log \frac{A}{B} + 10 \log \frac{B}{1740} - P$$

- onde: A = largura ocupada pela BB (96 kHz e 240 kHz)
 B = largura do canal de voz não ponderado (4 kHz)
 P = carga do ruído injetado do lado do Tx (+4,52 dBmO e 6,11 dBmO)

Quando o medidor mede diretamente o sinal/ruído e queremos transformar em NPR, temos a seguinte relação sinal/ruído em um canal:

$$\begin{aligned} 24 \text{ canais S/R} &= NPR + 12,9 \text{ dBm} \rightarrow \\ &\rightarrow NPR = S/R - 12,9 \text{ dBmO} \\ 60 \text{ canais S/R} &= NPR + 15,29 \text{ dBmO} \rightarrow \\ &\rightarrow NPR = S/R - 15,29 \text{ dBmO} \end{aligned}$$

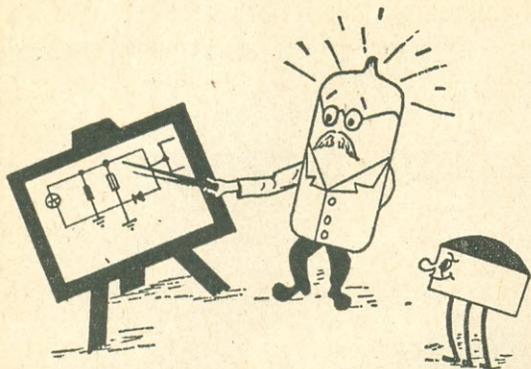
Medida do ruído — Para medir o ruído usamos o gerador de ruído com os filtros seleciona-faixa e com os filtros rejeita-faixa, para abrir as janelas dentro da BB. Do lado do receptor usamos o medidor de ruído com os filtros passa-faixa, operando nas mesmas frequências dos filtros

rejeita-faixa do lado do Tx. A potência aplicada na entrada da BB do Tx é calculada como segue: $P_o = -45 \text{ dB} + 4,52 \text{ dBmO}$ (ver fig. 55). Para medir o ruído procedemos da seguinte forma:

- 1) Selecionamos os filtros passa-faixa com banda passante desejada de acordo com os canais a serem usados (fig. 55-A).
- 2) Ajustamos os níveis ou fator de correção de acordo com os canais a serem usados.
- 3) Selecionamos um dos filtros passa-faixa do medidor de ruído, para a frequência do canal a ser medido; pode ser 16 kHz, 57 kHz, 70 kHz, 98 kHz ou 270 kHz. Qualquer que seja o filtro selecionado, deve apresentar largura de 1740 Hz em torno da frequência selecionada.
- 4) Ajustamos o nível do medidor para um ponto de referência (fig. 55-B). Neste ponto temos o sinal mais o ruído.
- 5) Selecionamos um dos filtros rejeita-faixa do lado do gerador, abrindo uma janela (fig. 55-C). A janela deve estar na mesma frequência do filtro selecionado no item 3.
- 6) Medimos o ruído total dentro da janela (fig. 55-D). Nesta medida determinamos o NPR.
- 7) Desligamos o gerador de ruído do lado do Tx (fig. 55-E) e assim temos o ruído térmico total, em torno de 150 pWOp. O ruído que resta é o ruído térmico fixo + variável, da ordem de 100 pWOp. A diferença entre os dois, em picowatts, é o ruído por intermodulação (que corresponde a 50 pWOp). Todas essas grandezas podem ser convertidas em dBmO ou dBm através da Tabela II.

TABELA II — CONVERSÃO DE PWO_p EM dBmO

Dezena/dBmO (unidade)	-30	-40	-50	-60	-70	-80
0	10 . 10 ⁵	10 . 10 ⁴	10 . 10 ³	10 . 10 ²	10 . 10	10 pWOp
-1	7,95 . 10 ⁵	7,95 . 10 ⁴	7,95 . 10 ³	7,95 . 10 ²	7,95 . 10	7,95 pWOp
-2	6,31 . 10 ⁵	6,31 . 10 ⁴	6,31 . 10 ³	6,31 . 10 ²	6,31 . 10	6,31 pWOp
-3	5,02 . 10 ⁵	5,02 . 10 ⁴	5,02 . 10 ³	5,02 . 10 ²	5,02 . 10	5,02 pWOp
-4	3,98 . 10 ⁵	3,98 . 10 ⁴	3,98 . 10 ³	3,98 . 10 ²	3,98 . 10	3,98 pWOp
-5	3,16 . 10 ⁵	3,16 . 10 ⁴	3,16 . 10 ³	3,16 . 10 ²	3,16 . 10	3,16 pWOp
-6	2,51 . 10 ⁵	2,51 . 10 ⁴	2,51 . 10 ³	2,51 . 10 ²	2,51 . 10	2,51 pWOp
-7	2,00 . 10 ⁵	2,00 . 10 ⁴	2,00 . 10 ³	2,00 . 10 ²	2,00 . 10	2,00 pWOp
-8	1,59 . 10 ⁵	1,59 . 10 ⁴	1,59 . 10 ³	1,59 . 10 ²	1,59 . 10	1,59 pWOp
-9	1,26 . 10 ⁵	1,26 . 10 ⁴	1,26 . 10 ³	1,26 . 10 ²	1,26 . 10	1,26 pWOp



SECÇÃO DO PRINCIPIANTE

ESTA SECÇÃO TEM POR FINALIDADE AUXILIAR ESTUDANTES DE ELETRÔNICA E PRINCIPIANTES EM GERAL, QUER SEJA NA ELUCIDAÇÃO DOS PRINCÍPIOS BÁSICOS DE ELETRICIDADE E ELETRÔNICA, QUER COMO COMPLEMENTAÇÃO DAS LIÇÕES NORMAIS DO CURRÍCULO ESCOLAR. OS ASSUNTOS ABORDADOS SERÃO TANTO DE CARÁTER TEÓRICO QUANTO DE APLICAÇÕES PRÁTICAS.

INTERPRETAÇÃO DE CURVAS

Colaboração do Lab. do Instituto Monitor

Os principiantes costumam encontrar dificuldades para entender determinados circuitos e componentes, quando as suas condições de funcionamento são dadas por meio de um gráfico, principalmente se não tiverem a base matemática necessária à sua interpretação.

Sempre que tivermos duas quantidades tais que uma dependa da outra, podemos representar, por meio de um gráfico, a maneira como ocorre essa relação de dependência.

Podemos aprender bem como funciona uma representação desse tipo tomando como exemplo a curva característica de um resistor, que é o componente mais comum e cujas características elétricas são bastante familiares ao leitor.

No caso dos resistores, sabemos que a corrente é função

da tensão, estando a relação entre as duas estabelecida pela Lei de Ohm, que todos conhecem.

A Lei de Ohm estabelece que a relação entre a tensão e a corrente é constante e é uma função da resistência, o que quer dizer que, se conhecermos a tensão e a resistência, poderemos encontrar a corrente facilmente. Esse fato será importante para explicarmos como podemos fazer o gráfico das condições de funcionamento de um resistor.

Para fazermos o gráfico que nos levará à curva caracteris-

tica do resistor precisamos adotar dois eixos, que nos servirão de referência para o traçado da curva.

Um dos eixos, o vertical, será usado para marcarmos as tensões, sendo os valores positivos para cima do cruzamento dos eixos e os valores negativos para baixo (fig. 1). As divisões poderão ser feitas de 1 em 1 volt, de 5 em 5 volts, como o leitor julgar que seja melhor em vista da ordem de grandeza das tensões que serão utilizadas em condições reais de funcionamento do componente.

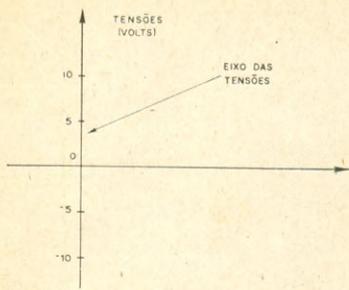


Figura 1

No eixo horizontal anotaremos as correntes, sendo os valores positivos para a direita e os valores negativos para a esquerda. As divisões, também neste caso, serão feitas de acordo com a conveniência, de maneira que se obtenha a melhor visualização possível das características desejadas (fig. 2).

Para exemplificar o uso do que falamos, suponhamos que queremos representar a curva característica de um resistor de 10 ohms. Sabemos pela Lei de Ohm que a relação entre a tensão e a corrente neste resistor é constante. Assim, se aplicarmos sucessivamente tensões crescentes, iremos obtendo correntes que podem ser

Figura 2

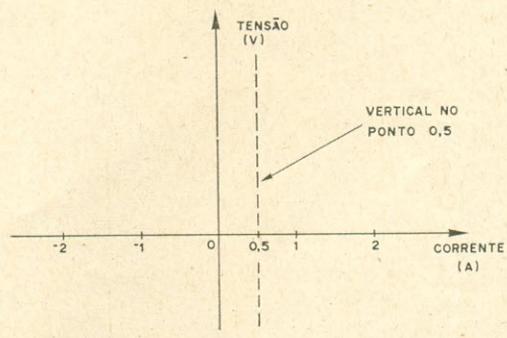
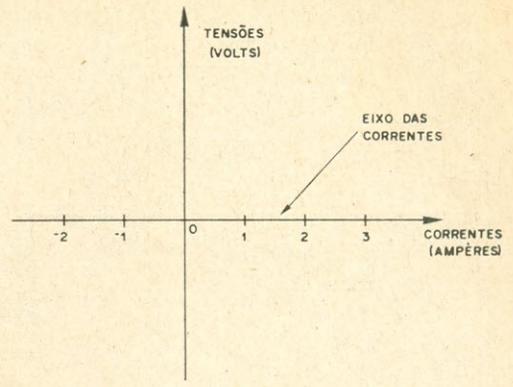


Figura 3

anotadas numa tabela, conforme se segue:

Tensão (volt)	Corrente (ampère)
5	0,5
10	1,0
15	1,5
20	2,0

O próximo passo a ser dado consiste em anotar os pares tensão-corrente nos eixos, de modo a podermos obter pontos que nos levarão à curva desejada. Cada ponto da curva será dado por duas coordenadas (tensão e corrente).

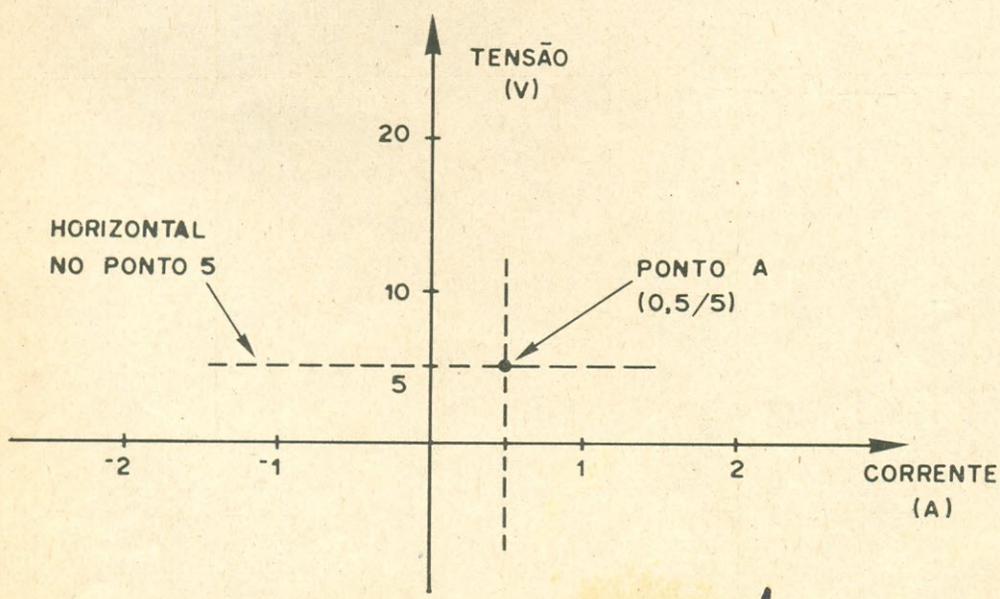


Figura 4

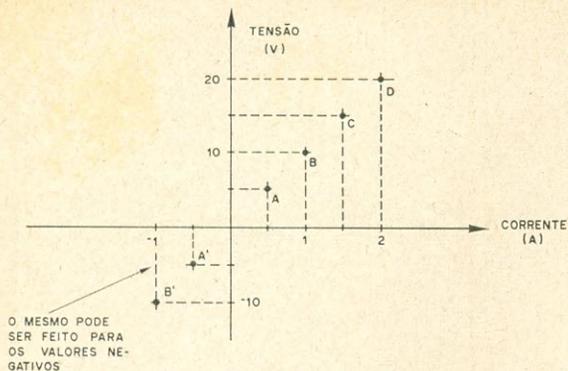


Figura 5

Podemos proceder do mesmo modo para encontrar os pontos B, C, D, etc., correspondentes aos outros pares tensão-corrente (fig. 5).

Uma vez que tenhamos marcado todos os pontos, podemos uni-los por meio de uma linha contínua aproximada, de modo a obtermos a curva característica do componente (fig. 6).

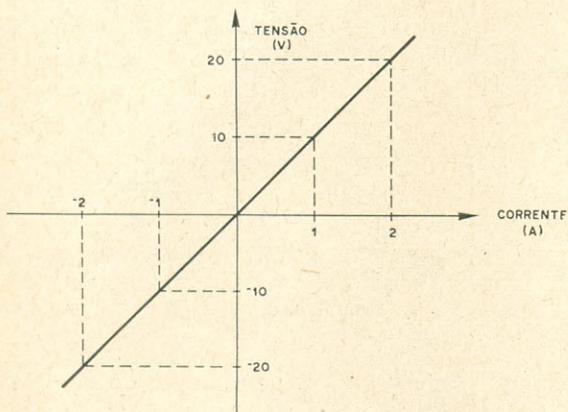


Figura 6

Perceba o leitor que rigorosamente a linha não corresponde a um comportamento exato do componente, já que os pontos intermediários entre duas tensões não foram obtidos. Assim, ao unirmos os pontos estamos aproximando as condições de funcionamento.

É claro que, para termos a curva real do componente, teremos que realizar infinitas medições de tensões e correntes, já que a linha contínua é formada por infinitos pontos.

Como podemos analisar o comportamento do componente por meio de sua curva?

De posse da curva característica do resistor podemos, ao analisá-la, conhecer diversas de suas condições de funcionamento.

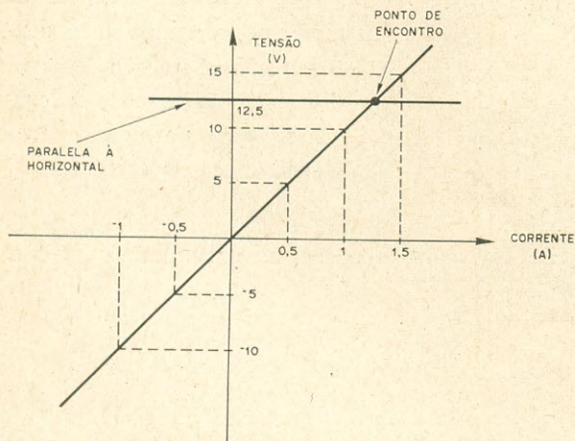


Figura 7

Assim, o ponto A terá como coordenadas (0,5 e 5); o ponto B (1 e 10), etc.

Para marcarmos o ponto A adotamos o seguinte procedimento: na reta horizontal, correspondente às correntes, encontramos o local correspondente à corrente de 0,5 A e por esse ponto traçamos

uma reta perpendicular ao eixo horizontal (fig. 3); em seguida, no eixo vertical, correspondente às tensões, encontramos o ponto correspondente à tensão de 5 volts e traçamos uma linha perpendicular a esse eixo (fig. 4); o ponto de encontro dessas duas retas traçadas nos dará o ponto A.

Para o caso que tomamos como exemplo, podemos tirar diretamente do gráfico o valor da corrente que circulará pelo resistor quando o submetemos a uma tensão de 12,5 volts. Para isso, marcamos no eixo vertical o ponto correspondente à tensão de 12,5 volts e desse ponto traçamos uma linha horizontal até o ponto em que ela encontra a curva característica do resistor (fig. 7). A partir desse ponto traçamos uma linha vertical que cortará o eixo horizontal em determinado lo-

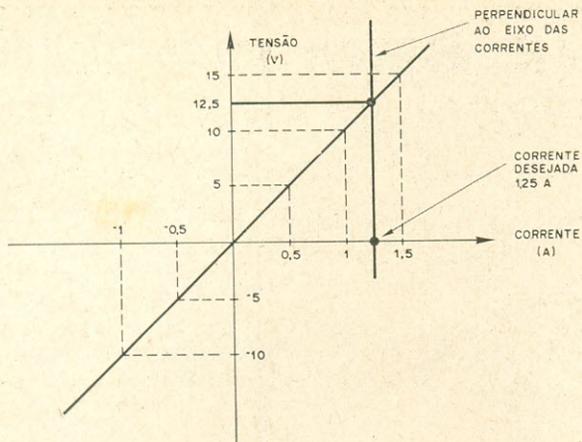


Figura 8

cal. Pois bem: esse local corresponde exatamente à corrente correspondente, ou seja, 1,25 A (fig. 8).

O mesmo raciocínio é válido para o caso de termos a corrente e querermos a tensão, e para o caso de curvas diferentes, como por exemplo a de uma lâmpada incandescente (fig. 9).

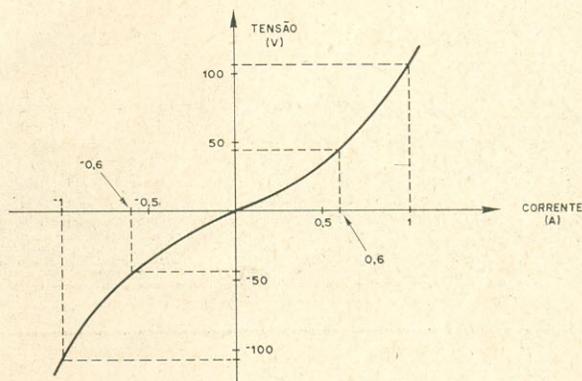


Figura 9

Nesta vemos que, para uma tensão de 110 volts, a corrente correspondente é de 1 A e, para uma tensão de 48 volts, a corrente é de 0,6 A, o que nos permite calcular que a resistência do filamento para a tensão de 110 volts é de 110

ohms e para 48 volts cerca de 80 ohms. Trata-se de um bipolo não ôhmico, no sentido de que sua resistência não é constante, mas varia com a tensão. Isso pode ser explicado pela mudança de resis-

tência com a temperatura. Com menor tensão a lâmpada se encontra mais fria e, portanto, o filamento contraído apresenta menor resistência.

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

Nº 348

ANO XXX

ABRIL

1977

REGISTRO
336. P. 209/73
DCDP - DPF

Fundada em outubro de 1947 por Nicolás Goldberger



Sumário

Alarme Digital	27
Jogo de Luzes	30
Apresentando um Sintetizador	33
Dispositivos Opto-Eletrônicos Semicondutores — Conclusão	38
Radioamadorismo: Oscilador de Áudio para Prática de Telegrafia	41
O Que Todo Radioamador Deve Saber sobre Sis- temas de Freqüências de Repetidoras	44
O Distrito 462 de Rotary Terá Comissão de Radioamadorismo	48
Toca-Discos e Fonocaptoreos	49
Bancada de Serviço: Conversão de Valores	53
Proteção Elétrica	54
Tranceptor Especial para Telecomunicações, Operando na Faixa de VHF/UHF — Conclusão	55
Noticiário Industrial	64
Secção do Principiante: Interpretação de Curvas	68

NOSSA CAPA: Componentes eletrônicos (foto IBRAPE).

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 redacio-
nal dos anúncios são de responsabilidade do anunciante.

PHILCO **lança nova linha**

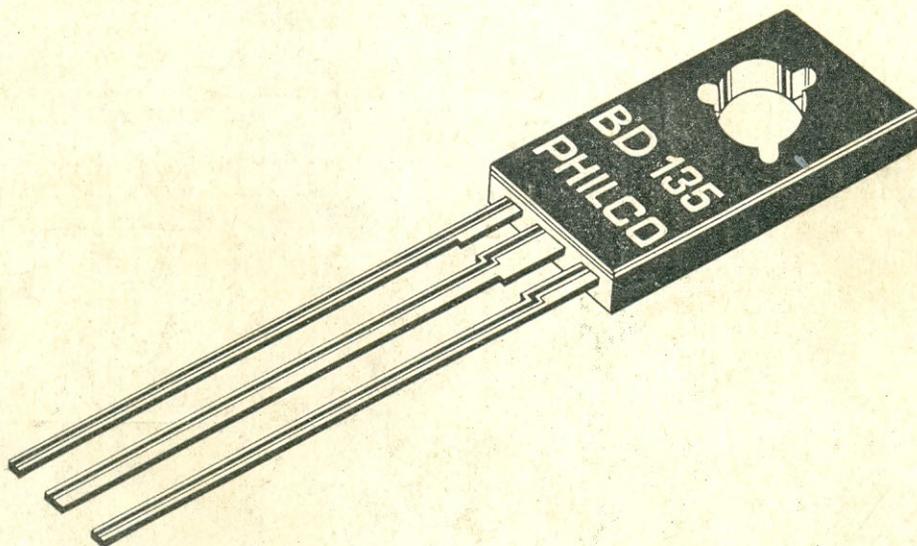
TRANSISTORES DE POTÊNCIA TO-126 (SOT-32)

Transistores para
saída de vídeo - 12,5 watts

BF 457 - 160 V

BF 458 - 250 V

BF 459 - 300 V



Pares complementares
para uso geral - 12,5 watts.

NPN	PNP
BD 135 - 45 V	BD 136 - 45 V
BD 137 - 60 V	BD 138 - 60 V
BD 139 - 100 V	BD 140 - 100 V

Para maiores informações:
Philco Rádio e Televisão Ltda.
Fábrica de Semicondutores

Departamento de Vendas
Rua Santa Virginia, 299 - São Paulo
CEP 03084 - Caixa Postal 4753
Tel.: 295-3011 - Ramal 398

SEMICONDUCTORES
PHILCO 