

# Amplificador sismográfico para abaixo de 1 Hz!

Com o limite superior de frequência bem aquém dos limites inferiores da maioria dos chamados "amplificadores de baixa-frequência", este instrumento permite aplicações especiais inexequíveis a outros equipamentos.

Earl T. Hansen  
de RADIO-ELECTRONICS

O amplificador que estamos apresentando neste artigo foi projetado para amplificar a saída de um sismógrafo de bobina móvel a um nível que permite excitar um dispositivo de registro gráfico. Caracteriza-se pelo elevado ganho e resposta de frequência extremamente baixa. O objetivo do equipamento é registrar as perturbações sísmicas longínquas que ocorrem na Terra. O amplificador pode também ser utilizado em outras aplicações geofísicas ou biomédicas.

Além das características já citadas, estão incluídos uma entrada diferencial balanceada, capaz de proporcionar ótima rejeição, um filtro variável de alta-frequência, um atenuador escalonado e uma entrada para marcador externo; o consumo é extremamente pequeno e o instrumento apresenta uma longa e confiável durabilidade.

A gama de frequências do amplificador (fig. 1) se estende desde abaixo de 0,01 Hz até cerca de 1 Hz (ciclo por segundo). Para aplicações sismográficas, a atenuação de frequências superiores deve

ter início entre 1 a 10 Hz. Isso ajuda a rejeitar os distúrbios sísmicos provocados por máquinas, etc. O amplificador dispõe de um filtro R-C variável (S1, na figura 2), de duas seções e cinco posições, para ajustar a frequência superior de corte entre 1 e 5 Hz. A atenuação é de 12 db por oitava acima do ponto de corte escolhido. Para as frequências abaixo de 0,2 Hz há um aumento gradual de ganho, sendo 6 db por oitava em 0,02 Hz.

A necessidade de aumento crescente na resposta de baixa-frequência é comparável àquela de um amplificador para fonocaptor magnético. A velocidade da agulha (ou bobina sísmica) decresce com a frequência e isso requer do amplificador maior reforço, a fim de manter uma resposta global plana.

Se houver necessidade de uso de um amplificador como este, dotado porém de resposta plana, substitua C15 e C16 por cabos de interligação, is-

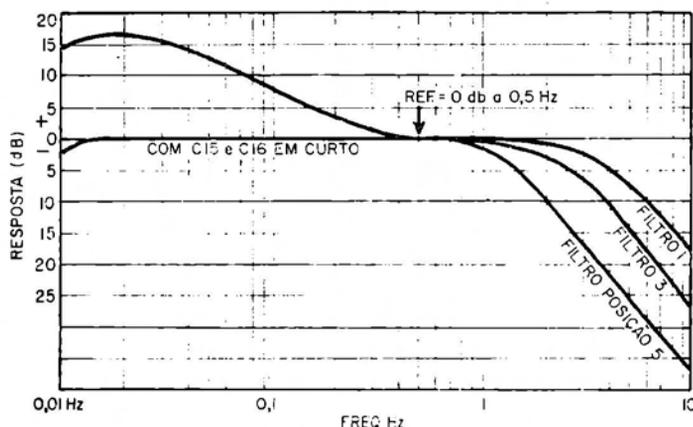


Figura 1

Curvas de resposta de frequência do amplificador sismográfico.



letor de Q7 e Q8. C2, C3, C4 e C5 atenuam as altas-freqüências. Eles reduzem a possibilidade do preamplificador ser saturado por RF e outros sinais indesejáveis de alta amplitude, antes de serem rejeitados pelos filtros variáveis passa-baixas.

O preamplificador, embora projetado para proporcionar máximo ganho e elevada relação sinal/ruído, não apresenta elevada impedância de entrada. A impedância de entrada é reduzida ainda mais mediante R9 e R10, os quais constituem uma carga amortecedora à bobina sismográfica. Os níveis operacionais de C.C. dos transistores são estabilizados pela realimentação de C.C., desde a carga de emissor comum (R19) até ao retôrno de entrada comum de Q5 e Q6.

O acoplamento C.A., entre o preamplificador e a primeira seção do filtro RC passa-baixas, é feito através dos condensadores eletrolíticos de tântalo de baixa fuga, C7 e C8. O filtro RC atenua de 6 db por oitava os sinais cujas freqüências são superiores aos pontos de corte escolhidos por S1. Usou-se uma chave (S2) para o atenuador, ao invés de um contrôle duplo, a fim de reduzir o ruído e possibilitar a repetição de posicionamentos. Há 10 degraus, de aproximadamente 2,5 db (25% de variação) cada, e uma posição de desligar.

O amplificador equalizador de alta impedância está projetado para sacrificar o ganho em favor da impedância de entrada altíssima e estabilidade de ganho. Ele reforça as baixas-freqüências, graças à realimentação através de R41 e R42. O ponto de operação de C.C. é estabilizado, retirando-se a polarização de Q9 e Q10 da carga de emissor comum R43.

O acoplamento C.A. entre esse amplificador e o amplificador de saída é realizado através da segunda seção do filtro variável RC. A atenuação de 6 db por oitava, proporcionada pela referida seção, juntamente com aquela da primeira seção, totalizam uma atenuação de 12 db por oitava acima da freqüência escolhida por S1.

A etapa de saída do amplificador sacrifica o ganho de tensão em favor da alta impedância e ganho de corrente. Q13 e Q15 são seguidores de emissor acoplados diretamente ao estágio contrafase de saída. R54 e R55 permitem ógeneração no emissor, a bem da estabilidade. R56 é um ajuste de zero para a saída do registrador.

#### Fonte de alimentação

A fonte de alimentação é regulada. Com corrente normal de operação de 18 mA, variações de 20% na tensão de linha ocasionam variações inferiores a 1 mV na saída da fonte e não afetam a saída do amplificador. A corrente de curto-circuito é limitada por R8, de modo que não haverá avaria na fonte quando isso

ocorrer. Q1, D3 e R2 constituem uma fonte de corrente constante para o regulador em série (Q2) e amplificador diferencial (Q3 e Q4). D4 é um elemento de referência Zener. R3 compensa qualquer variação da tensão de linha que de outra forma passaria pelo regulador.

#### Recomendações para a montagem

Ao construir o amplificador, monte os componentes pequenos em painéis perfurados, através de terminais encaixáveis ou ilhóses. A fiação tôda deve ser encerrada numa caixa metálica, de preferência com um mínimo de furos de ventilação, em favor da melhor estabilidade térmica. O autor empregou um chassi convencional de 20 x 30 x 5 cm, com tampa.

Se os transistores 2N3391-A não estiverem ainda pintados de prêto, então pinte-os. Em baixas correntes eles são bastante sensíveis à luz. As variações luminosas poderão ocasionar saídas indesejáveis do amplificador. Os resistores de entrada devem ser do tipo película metalizada ou carvão depositado, para tornar mini-

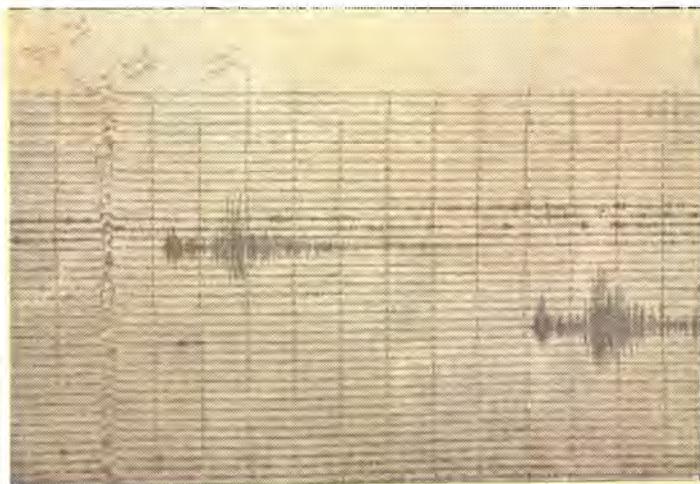


Figura 3

Sismograma típico obtido com o amplificador e equipamentos a ele associados.

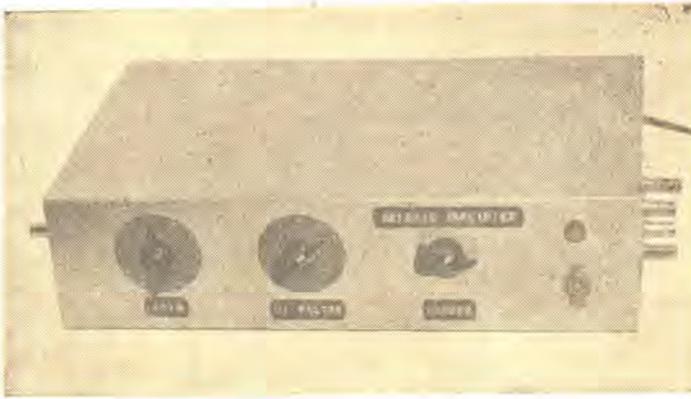


Figura 4

O amplificador parece convencional, mas não o experimente no seu fonógrafo!

mo o ruído. Os condensadores de acoplamento (C7, 8, 11, 12, 15 e 16) devem ser de tântalo. Os eletrolíticos comuns apresentam demasiada fuga.

Complete primeiramente a fonte de alimentação e verifique o seu funcionamento, antes de ligá-la ao circuito. A tensão de saída deverá ser de  $12 \pm 0,5$  V. Uma vez que os diodos Zener variam consideravelmente de unidade em unidade, provavelmente haverá necessidade de algum ajuste. Se a tensão for demasiadamente alta, coloque em paralelo com R4 um resistor adicional (47 000 ohms causará uma redução de cerca de 10%). Se for demasiadamente baixa, ligue um resistor em paralelo com R5.

Complete o amplificador, com exceção de C7, 8, 11, 12. Aplique tensão de alimentação e ajuste R12 para que as tensões de coletor de Q7 e Q8, medidas em relação à terra, resultem iguais, a menos de 0,5 V de tolerância. Essas tensões deverão estar ao redor de 8 a 10 V. Se a tensão for demasiadamente baixa reduza R13. Coloque o atenuador S2 mais ou menos no centro. Ajuste R43, de modo que as tensões de coletor de Q11 e Q12 estejam entre 7,5 e 9,5 V.

Se houver excessiva diferença nas tensões de coletor de Q11 e Q12, deve-se casar me-

hor Q9 e Q10. Após ajustar R43, deixe alguns minutos para que as tensões se estabilizem. Se C15 e C16 forem curto-circuitados, com o objetivo de aplinar a resposta de baixa-freqüência, será necessário reajustar.

Ao balancear o ajustar os estágios, tome o cuidado para não causar um desequilíbrio térmico com contato manual ou respiração sobre os transistores. Ajuste R56 para tensão nula entre os terminais J4 e J5. (Se não conseguir anular a saída, procure casar Q13 e Q15 de modo mais perfeito). Meça essa tensão com respei-

to à terra no ponto J1. Ela deverá estar entre 6 e 8 volts. Se for necessário, altere R59 até satisfazer esse requisito e em seguida reajuste R56 para tensão nula.

Mantenha os quatro condensadores de acoplamento ligados temporariamente à fonte de 12 V (observe a polaridade!). Com essa providência antes de instalá-los, pode-se reduzir grandemente o tempo inicial de estabilização, além de reduzir a possibilidade de danificação do circuito. Após cerca de 5 minutos, remova os condensadores e descarregue-os, curto-circuitando-os. Agora instale-os no circuito e ligue a fonte ao amplificador.

Devido às elevadas constantes de tempo (33 segundos) no amplificador, poderá ser necessário vários minutos para que o mesmo se estabilize. Isso, em geral, não constitui problema, pois usualmente a operação é contínua. Atendida a estabilização, nenhum dos valores de tensão deverá ser muito diverso daqueles antes da colocação dos condensadores. Poderá ser necessário um pequeno reajuste no R56 para anular a saída.

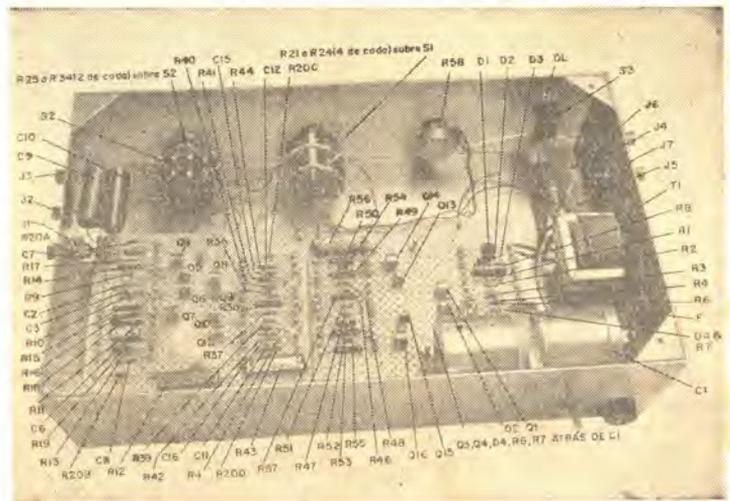
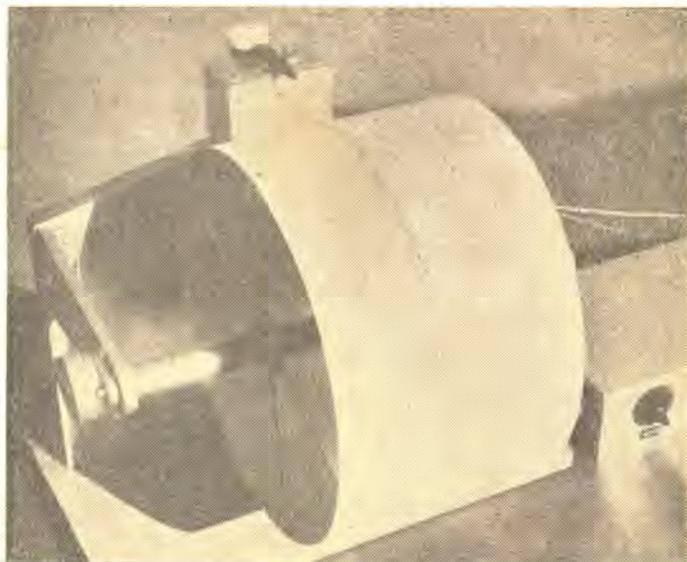


Figura 5

Vista inferior do amplificador sismográfico mostrando painéis perfurados empregados para a montagem dos componentes em ordem "militar".



**Figura 6**

Este registrador é o dispositivo de saída, cuja excitação é feita pelo amplificador.

O amplificador foi projetado para receber bobinas de entrada e saída isoladas. Esses circuitos externos não devem ter ligações com a terra do amplificador.

Ao usar o amplificador, toda vez que mexer no controle de ganho, deve-se dar tempo suficiente para que se estabilize. A chave seletora de filtro pode ser variada sem que ocorram perturbações, pois não há C.C. nos contatos.

O sismógrafo e o registrador que se vêem nas fotografias são ambos de construção caseira. No sismógrafo, a massa está mecanicamente acoplada a uma bobina de 500 ohms que pode se mover no interior de um entreferro de elevada densidade magnética. O período natural de vibração da massa é de aproximadamente 30 segundos (0,03 Hz). O registrador tem uma bobina de 500 ohms e sensibilidade, à plena escala, de 5 mA. Um motor síncrono, do tipo relógio, gira o tambor a velocidade de uma volta por hora. A rêsca do eixo do tambor move-o axialmente à medida que êle gira, produzindo

o sismograma em forma de espiral. Pode-se registrar 48 horas aproximadamente com uma única troca de papel.

Os tiques de tempo são marcados minuto por minuto e de hora em hora. Isso é feito por um relógio elétrico modificado de modo que os ponteiros de segundos e minutos, ao passarem pela posição de 12 horas, interligam momentaneamente J6 e J7 através de contatos apropriados. (Os detalhes, embora resumidos, da construção de todo êste



**Figura 7**

Sismógrafo, de construção doméstica, utilizado em conjunto com o amplificador descrito neste artigo.

equipamento serão apresentados no próximo número da revista).

A figura 3 mostra um sismograma típico realizado em Covina, Califórnia, com o nosso equipamento. Êle mostra um abalo sísmico não identificado, registrado duas vezes — uma como abalo conduzido através da Terra e a outra como onda superficial. (A diferença de tempo entre êsses dois registros era de aproximadamente 9 horas).

O autor verificou a resposta de freqüência com um gerador apropriado de baixa-freqüência, Hewlett-Packard 202A, um osciloscópio de C.C. e com bastante paciência esperando pela estabilização dos ciclos.

#### Lista de componentes

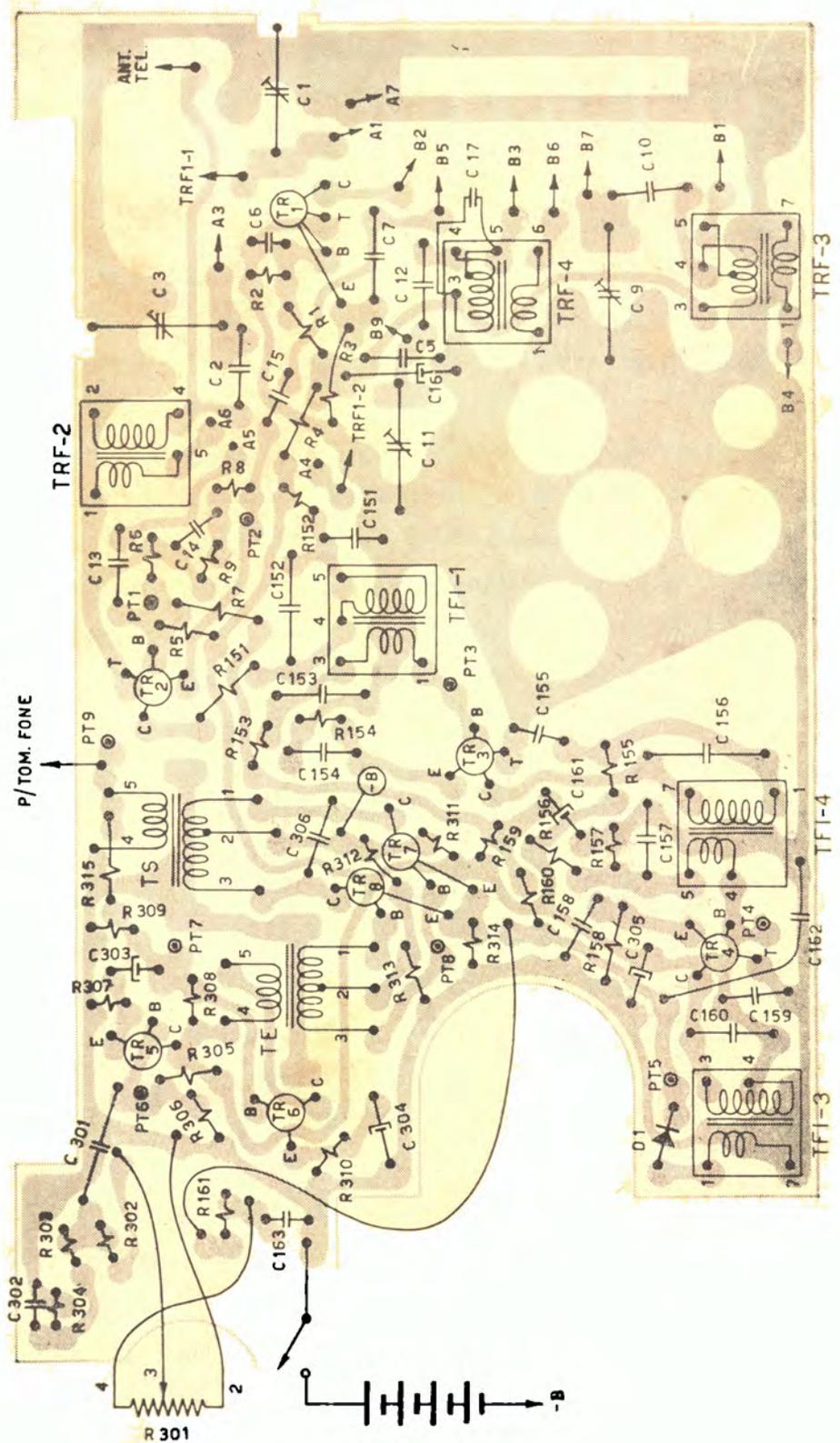
Todos os resistores são de 1/4 ou 1/2 W, salvo R8. São todos de  $\pm 10\%$ , salvo indicação contrária. As quantidades unitárias estão indicadas entre parêntesis.

- R1, R39, R40 — 22 K
- R2, R4, R5, R7 — 5K6
- R3 — 4,7 Megohms
- R6 — 4K7
- R8 — 180, 2 W
- R9, R10 — 2K, 5%, carvão depositado
- R12, R56 — potenciômetros, 100 ohms
- R13 — 2K7
- R14, R15 — 12 K, 5%, carvão depositado
- R16, R17 — 3K3
- R11, R18, R19, R38, R59 — 1K5
- R20, R23, R32, R43 (10) — 33K
- R21 (4) — 15 K
- R22, R33 (6) — 27 K
- R24 (4) — 47 K
- R25 (2) — 270 K
- R26 (2) — 180 K
- R27 (2) — 120 K
- R28, R57 (3) — 100 K
- R29, R34 (4) — 82 K

(Cont. no pág. 71)



RT-38-28 PLACA DO CIRCUITO IMPRESSO



# « O GRILLO FALANTE »

Um receptor completo com apenas duas válvulas

Emílio Alves Velho

Vários têm sido os caminhos tentados no sentido de reduzir o número de válvulas dos receptores modestos. Sem dúvida, a retificação, já há muito tempo, pode ser feita com retificadores de selênio ou, mais modernamente, com os de silício. O emprêgo de válvulas combinadas permite várias modalidades de redução, podendo-se chegar, conforme o projeto, a 4 ou 3 válvulas. Outro caminho empregado tem sido a supressão de um dos estágios normalmente empregados, o que reduz o desempenho do aparelho, tornando-o, na maioria dos casos, mediocre.

O espírito que move essas tentativas é, via de regra, no sentido de reduzir o custo da produção (nunca o de venda). O projeto que apresentamos aos nossos leitores não está vinculado a nenhuma dessas condições; tem um valor apenas acadêmico, demonstrativo de uma elaboração onde a arte e a imaginação procuraram superar a técnica.

Utilizando apenas duas válvulas, "MADE IN VILA MARIA", conseguimos montar um super-heterodino completo, contendo: conversor de frequência, estágio amplificador de F.I., com dois T.F.I. (quatro circuitos sintonizados), detector, contrôle automático de sensibilidade (C.A.S.), preamplificadora de áudio, estágio de saída a pentodo e alguns etc...

Com as válvulas e os componentes empregados conseguimos um aparelho cujo consumo é de 25 W sobre uma rede de 110-115 V. Temos a mais absoluta certeza de que, no estado atual da técnica, não é possível montar um aparelho tão completo com menor número de válvulas. Na realidade, trata-se de um aparelho constituído por duas válvulas, uma porção de "bisus" e "jeitinhos" e, ocasionalmente, alguns componentes eletrônicos.

O estágio de entrada é um conversor a cristal de germânio, o qual estava na "cachola" há cerca de quatro anos, mas só agora tivemos oportunidade de experimentar. Aliás, para sermos mais exatos, não se tratou de oportunidade, mas sim de necessidade. O oscilador local para esse conversor é constituído pela seção triodo de uma válvula ECH81, enquanto a seção hexodo serve como amplificadora de F.I. Um segundo diodo de germânio cumpre a função de detector e fornece a tensão negativa necessária ao C.A.S. A segunda válvula do aparelho, uma ECL82, encarrega-se da parte de audiodfrequência do receptor. A fonte de alimentação, que provê a alta tensão e a polarização negativa para a válvula de saída, utiliza mais dois diodos: um de silício e um de germânio.

Após essa descrição geral dos circuitos utilizados, passaremos em revista cada um deles, a fim de esmiuçarmos os detalhes particulares de cada um. Para isso, seguiremos um roteiro que, para maior comodidade e compreensão, será ao contrário do que normalmente fazem alguns autores. Começaremos pela fonte de alimentação e terminaremos na entrada de antena.

Os filamentos das duas válvulas são aquecidos pelo secundário de 6,3 V de T1, que é um transformador Willkason, tipo 6157. Seu primário de 115 V vai ligado à rede e está em série aditiva com o secundário de 6,3 V, obtendo-se assim uma tensão alternada mais reforçada, igual a  $115 + 6,3 = 121,3$ . O lado de baixo do enrolamento de 6,3 V vai ao chassi e o lado de cima do primário vai ao diodo BY100, em série com R10, cuja missão é limitar a corrente de pico através o diodo. Como resultado da retificação de meia onda que se processa, os semiciclos positivos aparecem no catodo do diodo e são

integrados por C19, de 32  $\mu\text{F}$ , que é o condensador de entrada do filtro. O reator L3 e o segundo condensador de filtro C18 completam a filtragem do +B geral do aparelho.

A placa da válvula de saída, que é menos sensível ao zumbido, toma a sua alimentação do primeiro condensador de filtro e, com essa providência, obteremos maior tensão de +B em todo o aparelho. A tensão disponível no primeiro condensador é mais alta do que na saída do reator de filtro. A tensão disponível da saída do reator e que alimenta o restante do aparelho é, por sua vez, mais alta, pois não há a queda que seria produzida no reator pela corrente de placa da válvula de saída.

Com os diversos estratagemas empregados, assim como pela baixa queda interna do retificador de silício, conseguimos uma tensão de +B algo mais robusta do que a que normalmente se obtém em receptores sem transformador.

A fim de assegurar a máxima potência de saída, necessitaremos de toda essa tensão entre a placa e catodo do pentodo da ECL82. Se tivéssemos utilizado polarização de catodo, necessitaríamos um resistor de fio de 5 W e um condensador eletrolítico de 100  $\mu\text{F}$ . Preço por preço, ou até mais barato, empregamos um diodo de germânio e o dito eletrolítico de 100  $\mu\text{F}$ , retificando a tensão de 6,3 V do secundário de T1, e assim obtivemos uma tensão negativa de -8 V para polarizar a grade da válvula de saída. Dessa forma, além de não haver redução na tensão entre placa e catodo da válvula, esta é operada com polarização fixa, o que aumenta o seu rendimento.

A filtragem do +B geral é feita, como dissemos, por meio de um reator, tendo sido empregado um choque de filtro Willkason, tipo 3060, que exibe uma indutância de 5 H a 60 mA, tendo 350 ohms de resistência em seu enrolamento. Pela baixa resistência do enrolamento, mantivemos baixa a sua queda interna e, pela sua alta impedância, obtivemos excelente filtragem. No caso de rês de 60 Hz, a capacidade de 32 + 32  $\mu\text{F}$  é suficiente; em rês de 50 Hz, melhor seria o emprêgo de uma unidade de 50 + 50  $\mu\text{F}$ .

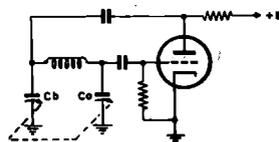
A segunda válvula do aparelho, um triodo-pentodo tipo ECL82, encarrega-se de toda a parte de audiofreqüência do mesmo. Do cursor do contrôle de volume, R6, o sinal de áudio segue para a grade do triodo, através de C13, cuja missão é isolar a componente contínua de detecção. A grade é fechada para o chassi através de R7, a qual provê a polarização pelo chamado potencial de contato. O sinal amplificado pelo triodo aparece em sua placa sobre R8, que é o seu resistor de carga, sendo transferido através de C14 para a grade da seção

pentodo. Os resíduos de RF resultantes da detecção e que, indevidamente se intrometam na placa do triodo, são derivados do chassi através de C15, de 100 pF.

A polarização de grade do pentodo é fixa, sendo fornecida pelo retificador já descrito e aplicada por meio de R9, que é o resistor de grade do estágio de saída. A placa desse estágio tem como carga um transformador de saída Willkason, tipo 4002, cuja impedância primária refletida é de 2500 ohms, sendo o secundário para 3,2 ohms. Para reprodução, empregamos um falante Telart de 4 polegadas, com flange quadrada. Escolhemos essa unidade pelas suas excelentes características de sensibilidade e rendimento.

O estágio amplificador de F.I. está a cargo da seção hexodo da primeira válvula (ECH81), associado com os dois transformadores de F.I. Pode-se dizer que o amplificador de F.I. constitui a espinha dorsal de todo super-heterodino, e mais ainda do nosso, cujos recursos são tão limitados. Um dos problemas apresentados nos receptores com retificação direta da rês de 115 V é a baixa resistência interna apresentada pela válvula amplificadora de F.I. Vejamos o exemplo das válvulas 6BA6 e 12BA6. Com 250 V em placa e 100 V em G2, sua resistência de placa é de 1 Megohm; com 100 V em placa e

Figura 1  
Diagrama do princípio do oscilador Colpitts.



em G2, essa resistência baixa para 0,25 Megohms (250 K ohms).

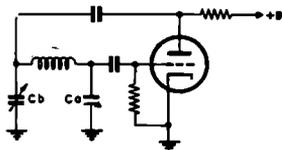
Como a resistência interna da válvula está em paralelo com o primário do T.F.I. n° 2, este será amortecido e haverá uma redução no ganho e na seletividade do estágio. Quanto maior a transcondutância da válvula e também a sua resistência interna, melhor o desempenho do estágio de F.I. Como no nosso caso não tínhamos escolha, procuramos obter da ECH81 o máximo de transcondutância com a menor resistência interna possível. Em parte, estamos sendo favorecidos pela nossa "fontinha" que nos fornece um valente +B de 140 V para a placa e, reduzindo a tensão de G2, conseguimos uma resistência interna mais elevada.

Reduzindo a polarização negativa de grade ao mínimo necessário, para anular o efeito Edson, conseguimos elevar a transcondutância. A polarização existente na grade de comando da ECH81 é de -0,7 V, obtido também pelo processo de potencial de contato. A grade n° 3, que não é utilizada neste circuito, retorna ao resistor de

2 Megohms do filtro do C.A.S., determinando, juntamente com a grade de comando, a formação de uma tensão negativa que sêrve de polarização inicial. Quando se sintoniza uma estação, aparece no tópo de R6 uma tensão negativa proporcional à potência da portadora, tensão essa que é aplicada como C.A.S. simultaneamente nas duas grades. Essa condição de trabalho do estágio de F.I. com polarização de contato, à primeira vista parece condenável, em face dos "cânones". Em princípio, deveríamos ter uma polarização negativa inicial em grade, obtida a partir de um resistor de catodo ou de uma fonte de tensão negativa. Entretanto, as provas levadas a cabo mostraram que a condição utilizada é a que permite a obtenção de máxima sensibilidade. Qualquer tentativa de introduzir uma polarização externa maior do que a de contato, redundou sempre em redução da sensibilidade. Isso não quer dizer que os "cânones" estejam errados, mas sim que as condições de trabalho adotadas satisfazem plenamente em face das condições específicas d'êste aparelho. Os transformadores de F.I. empregados no GRILO FALANTE são da marca Solhar, tipo miniatura. Precisamos de unidades miniaturas para harmonizar com os demais componentes e com a construção adotada.

Por sugestão e recomendação de nosso amigo Victor, da "Vicmar", concordamos em experimentar êsses componentes. Não tínhamos a menor idéa do desempenho técnico d'êsses T.F.I., mais ainda porque temos uma certa prevenção contra os componentes miniatura. Antes de aplicá-los ao aparelhinho, medimos a resistência de seus enrolamentos, encontrando cêrca de 10 ohms, o que nos deu uma idéa mais favorável aos mesmos, pois, via de regra, uma baixa

Figura 2  
Oscilador Colpitts  
assimétrico.



resistência nos enrolamentos sugere uma elevada qualidade (alto "Q"). Finalmente, quando postos em trabalho, revelaram suas excelentes qualidades e, sem favor algum, reconhecemos o desmoronamento de nossas prevenções iniciais. A detecção do sinal amplificado em F.I. é realizada por um diodo de germânio tipo OA85, sendo a sua carga constituída por R6 e C12, que filtra os resíduos de RF. Com 1 Megohm em R6, verifica-se um rendimento um pouco melhor do que se empregássemos 500 K ohms, sem prejuízos secundários. Como resultado da detecção, aparece no tópo de R6 uma tensão contínua negativa, a qual, depois de filtrada

por R5 e C10 para remoção da componente de modulação, é utilizada para o C.A.S., conforme já foi explicado.

A seção triodo da ECH81 é utilizada para gerar a RF local, necessária ao processo heterodino. Diversas razões nos levaram ao emprêgo do circuito adotado (oscilador Colpitts) e dos componentes utilizados.

A fim de manter a maior sensibilidade possível, através de toda a faixa, necessitávamos de um rastreo perfeito entre o circuito sintonizado de entrada e o do oscilador local. Muitas das imperfeições de rastreo são devidas a ressonâncias secundárias originadas pelos enrolamentos de antena e de reação do oscilador local. Não existindo êsses enrolamentos, não existem êsses problemas, o que nos permite obter um rastreo não-linear, sendo quase imperceptíveis os seus desvios. O único oscilador apto a funcionar com uma bobina simples em uma válvula triodo é o Colpitts, onde a necessária divisão de fase é feita por meio de condensadores.

Na figura 1 vemos o diagrama de princípio do oscilador Colpitts, onde a divisão de fase se processa por meio de Ca e Cb, que são duas seções iguais de um variável duplo em tandem. Dessa forma, assegura-se uma relação de divisão constante através de toda a faixa coberta. No caso prático de um receptor, não há necessidade das duas seções do variável, pois pode-se tirar partido de outros aspectos particulares do circuito.

Pelas necessidades de ajuste e equilíbrio do rastreo, há um compensador que reduz a capacidade total do variável, normalmente conhecido como "padder", com valor nominal de 500 pF máximo para ondas médias. Colocando-se êsse compensador ajustável em lugar de Cb, sômente o ramo Ca será variado, pois Cb será ajustado para um valor fixo, no qual permanecerá após a calibragem (ver fig. 2). Dessa forma, a divisão operada entre Ca e Cb não é mais constante e sim dependente da variação de Ca através de sua rotação, tornando variável a taxa de realimentação entre placa e grade do oscilador. A posição mais favorável à oscilação será atingida com Ca todo fechado e a mais desfavorável com êle aberto, e assim teremos oscilação mais forte no extremo de freqüências baixas.

Diversos "bisus" podem ser empregados a fim de assegurar uma oscilação estável através da faixa. Um dêles consiste em reduzir a variação de Ca, empregando-se em paralelo com êle um compensador "trimmer" necessário ao ajuste de freqüência no extremo alto da faixa. A fim de tornar mais definidas as condições de trabalho no extremo alto, e também para simplificar o trabalho de calibragem do aparelho, nessa po-

sição "trimmer" empregamos um condensador fixo de cerâmica de 22 pF (ver C7 no diagrama geral da figura 6). Reduzindo-se o valor do condensador de placa (ver C6 no diagrama geral), também favorecemos o extremo alto, e daí a razão de empregarmos 15 pF nessa posição. E, finalmente, pelo emprêgo de uma bobina de alto "Q", assegura-se a estabilidade e constância da oscilação, mesmo no ponto de menor realimentação. Essa última condição foi satisfeita por nós, pelo emprêgo de um indutor "Supertena", que possui um "Q" de pelo menos 200 em tôda a faixa de oscilação. Com o circuito e os componentes utilizados, asseguramos uma corrente de excitação constante no diodo conversor, através tôda a faixa coberta.

Embora o GRILO FALANTE se notabilize por uma série de aspectos próprios, tais como o reduzido número de válvulas e os diversos artificios empregados para o melhor aproveitamento das mesmas, o que realmente o torna marcante e esquisito é o conversor de freqüência. Como vêem os nossos leitores, não sobrou válvula para essa função e não tivemos outro jeito senão passar sem ela.

A idéia do conversor a diodo já nos martelava a cabeça há cêrca de quatro anos e baseava-se numa série de considerações relacionadas com o ruído produzido pelas válvulas conversoras, ou melhor dizendo, a relação sinal/ruído possibilitada pelas mesmas. Analisando as razões determinantes do ruído das conversoras, achamos que um conversor empregando um diodo de germânio deveria ter um ruído insignificante e, assim sendo, deveria permitir a obtenção de um elevado grau de "receptividade". O termo "receptividade" é o que, a nosso ver, caracteriza a maior ou menor capacidade de um receptor para captar estações fracas e/ou distantes.

Nosso principal objetivo parece ter sido alcançado, o que deduzimos através de uma análise do desempenho operacional do aparelho. Em nosso atual ramo de operações não dispomos de equipamento adequado à medição dessas grandezas e o nosso trabalho teve que ser conduzido experimentalmente e por meio de comparações, na base do "turbante do bidu". E, justamente a comparação do desempenho do nosso conversor em relação a um normal à válvula, é que nos conduziu a olhá-lo com certo entusiasmo. Fazemos a comparação anotando e caracterizando uma série de aspectos marcantes.

Nosso conversor não "inventa" sinais; o sinal de F.I. de 455 KHz, que aparece no primário de T.F.I. n° 1, é consequência da mistura do oscilador local com o da estação sintonizada no seletor de entrada. Não há apitinhos, chiados, nem "passarinhos" inventados no conversor. Numa grande cidade como São Paulo ou Rio de

Janeiro, mais se caracteriza essa assertiva. O grande número de estações locais de grande potência faz com que um receptor normal funcione melhor sem antena real, ou com um simples "rabicho".

A aplicação de uma boa antena externa a um receptor normal de 5 válvulas, nessas grandes cidades, ao invés de melhorar ou possibilitar a recepção de estações distantes, muito ao contrário, provoca um efeito adverso. O que se passa a ouvir, em realidade, é um "gorogochó" parecido com os ruídos interplanetários dos filmes da série "Quinta Dimensão". No intervalo entre estações, ou no extremo alto das faixas, após os 1410 KHz da Rádio América, em São Paulo, ou 1430 da Rádio Vera Cruz, no Rio de Janeiro, ouvem-se as vozes dos duendes e abanques disseminados no espaço.

Com o conversor a cristal as coisas mudam de figura. A conexão de uma boa antena externa aumenta a receptividade do aparelho, sem criar os problemas citados. Com uma antena de 36 metros de comprimento, instalada no centro da maior fundição de ferro da América do Sul, em pleno dia, com equipamento industrial operando por todos os lados, conseguimos ouvir 25 estações em ondas médias, muitas das quais desconhecíamos, e constante da lista anexa. A estação n° 2, Rádio Atlântica de Santos, em 580 KHz, está a uma distância de 70 km do centro da cidade de São Paulo e o nosso aparelho estava a 8 km desse mesmo centro, em direção oposta; em Vila Anastácio, sendo o total de 78 km.

A recepção dessa estação foi bem pobre, apenas perceptível, entendendo-se somente cêrca de 20% do que falava o locutor. Entretanto, em um receptor NORMAL de 5 válvulas, com a mesma antena e sob as mesmas condições, nunca pudéramos ouvi-la. Isso prova a excelente característica sinal/ruído e a soberba receptividade do nosso conversor.

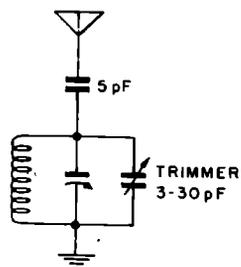
A seletividade total do aparelho pode ser analisada pela possibilidade de ouvir e identificar a estação n° 23. Embora sofrendo um pouco a interferência da n° 24, que chega bem mais forte, não seria possível ouvi-la com outro aparelho nas mesmas condições. Essa seletividade total é determinada pelas características dos Transformadores de F.I. e pela seletividade complementar do seletor de entrada. Este, embora constituído por um indutor de alto "Q", como é a "Supertena", poderia, no entanto, estar sendo amortecido pela carga do conversor a diodo. Como já dissemos, não estamos aparelhados para medições desse tipo, mas podemos avaliá-las.

Ao fazer a calibragem do circuito de entrada em 540 KHz, por meio do núcleo da "Supertena",

ou em 1590, por meio do compensador de antena, nota-se a agudeza de ressonância desse circuito, o mesmo acontecendo quando se calibra o primário do T.F.I. nº 1. Isso significa uma ressonância aguda, ou alto "Q", indicando que o cristal conversor apresenta uma alta impedância a ambos os circuitos sintonizados. O funcionamento do conversor mostrou, durante a fase de pesquisas, algumas exigências no tocante aos valores dos seus componentes. O valor ideal encontrado para R1 é de 500 K ohms; com menos, a sensibilidade começa a cair e com mais não apresenta melhoria.

Embora teoricamente o cristal devesse funcionar igualmente bem em qualquer posição, na prática nos pareceu melhor a forma indicada no diagrama, isto é, com o catodo para o lado do T.F.I. nº 1. A aplicação da RF gerada pelo oscilador local provoca o aparecimento de uma tensão contínua positiva sobre R1; essa tensão é consequência da retificação da RF do oscilador local e é igual ao valor de pico dessa RF. A sensibilidade do conversor não se mostrou crítica em relação à tensão do oscilador local, chegando a trabalhar muito bem com níveis da ordem de 1 V de pico. Entretanto, sob o ponto de vista da impedância do diodo e da redução do amortecimento sobre o primário do T.F.I. nº 1, pareceu melhor com um nível mais alto entre 10 a 25 V. Na montagem final, com os valores adotados neste projeto, ficou com um nível que vai de 15,5 V no extremo alto, passando por 20,5 e caindo a 19 V no extremo baixo da faixa de sintonia.

Analisemos finalmente o acoplador de antena, onde, a exemplo do oscilador local, tivemos que utilizar diversas estratégias, com a finalidade de contornar os problemas que se apresentam. Não há sistema algum de acoplamento perfeito para uma faixa de frequências tão ampla como a de radiodifusão. Todas as formas aplicáveis são contemporizações e assim, também, ocorre

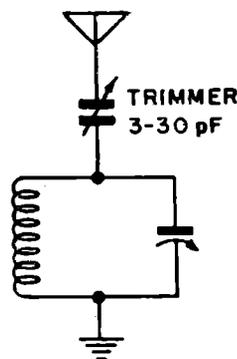


**Figura 3**  
Acoplamento capacitivo simples de antena.

com o sistema capacitivo que empregamos. Não havendo primário de antena, já porque não o desejamos, só nos restou esse tipo de acoplamento.

Não existe, também, uma antena ideal para tão ampla faixa e não podemos prever qual será a utilizada em cada caso particular pelos

**Figura 4**  
Acoplamento capacitivo ajustável para antena.



senhores amadores. Assim sendo, deveríamos empregar um acoplador de antena que fosse "pau para toda obra". Sendo o acoplamento capacitivo, necessitamos providenciar que a capacidade introduzida sobre o circuito sintonizado torne-se praticamente invariável, apesar das diferentes capacidades que possam apresentar as antenas que porventura sejam utilizadas. Isto nos levou a projetar e empregar um circuito equalizador, que dilui a diferença de capacidade das antenas. Na figura 3 temos o circuito normalmente usado para acoplar uma antena externa a um indutor simples. Devido à necessária existência de um compensador ajustável, que corrige a capacidade mínima do circuito, deve-se empregar em série com a antena um condensador muito pequeno, que limite a capacidade própria da antena, a fim de não ultrapassar a margem do compensador. Suponhamos que o total requerido no ponto de ajuste seja de 20 pF e que dispomos de um compensador "trimmer" de 30 pF. Para um trabalho conciso, o compensador deve ser ajustado ao centro do seu curso, ou seja, 15 pF, restando a possibilidade de acrescentar apenas mais 5 pF. Utilizando esse valor em série com a antena, a capacidade adicionada será sempre um pouquinho menor do que 5 pF, com qualquer antena. Entretanto, essa capacidade é insuficiente para um acoplamento efetivo em toda a faixa e, principalmente, no extremo de frequências baixas. Com o circuito da figura 4, toda a capacidade adicional necessária à correção (20 pF) estará na posição do acoplador de antena. Entretanto, para que o compensador cumpra realmente a sua função como elemento de ajuste, deve fazer parte do próprio circuito sintonizado de antena. E, para isso, deverá retornar ao chassi através de uma capacidade constante significativa, o que não acontecerá nesse caso.

Dependendo do tamanho da antena e, portanto, da sua capacidade, a frequência sintonizada variará, prejudicando o rastreamento. Com um pequeno rabicho, cuja capacidade é ínfima, o compensador estará praticamente fora de circuito.

Na figura 5 apresentamos a solução para todos esses problemas. O compensador retorna ao chassi através de C2, com 47 pF; a antena é ligada nesse ponto de junção, através de C1, que também tem 47 pF, diluindo as variações de capacidade das diversas antenas.

Vejamus um exemplo prático: uma antena pequena, com 50 pF de capacidade, aparecerá no ponto de junção como tendo:

$$\frac{50 \times 47}{50 + 47} = 24,2 \text{ pF}$$

Uma antena de 500 pF aparecerá como tendo:

$$\frac{500 \times 47}{500 + 47} = 42,9 \text{ pF.}$$

Vemos, assim, que duas antenas com uma relação de capacidade de 1 por 10, devido ao artifício empregado, aparecem como tendo uma variação de apenas 1 por 1,78. Entretanto, essa relação de variação, que já é bem reduzida, será mais aplainada ainda, pela presença de C2, que se soma à capacidade resultante da aplicação de C1.

Continuando com as antenas do exemplo anterior, teremos:

$$24,2 + 47 = 71,2$$

$$42,9 + 47 = 89,9$$

cuja relação vem a ser igual a 1 por 1,26.

Sendo essa a variação na base do compensador, vejamos o que ocorre com este. Se ajustarmos o circuito com uma antena pequena de 50 pF e se nessas condições o compensador ficar com 20 pF, teremos em paralelo com o circuito sintonizado uma resultante de:

$$\frac{24,2 \times 20}{24,2 + 20} = 10,9.$$

Se a antena for de 500 pF, teremos:

$$\frac{42,9 \times 20}{42,9 + 20} = 13,6$$

ficando virtualmente diluída uma das maiores causas de desalinhamento do circuito de entrada.

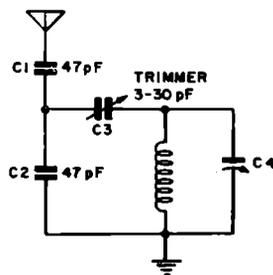
Todas essas explanações, tão minuciosas e até irritantes, têm a finalidade de conduzir os leitores à análise compreensiva do funcionamento de cada parte do circuito. Com isso, a nossa

descrição não se limita aos aspectos particulares deste aparelho, mas sim, servindo-nos da descrição de um simples aparelhinho, levamos aos nossos leitores o ensino da teoria básica aplicada a cada caso; e que lhes será útil no cômputo dos seus conhecimentos gerais.

Afora alguma consideração que nos haja escapado e que incluiremos, se for o caso, resta finalmente tratar do mais espinhoso assunto: a calibração do receptor. Tudo depende do equipamento à disposição do amador. O mínimo indispensável seria um gerador de sinais e um multímetro de 20 000 ohms por volt; em segundo lugar, mesmo que não houvesse gerador, o multímetro ajudaria um bocado, mas, se nada disso houver, devemos nos conformar com um bom

Figura 5

Acoplamento capacitivo correto para antena.



“par de orelhas”, e isso geralmente qualquer amador possui.

Dessa forma traçaremos dois roteiros de calibração: um com instrumentos e outro sem eles. Começaremos pelo canal de F.I., cujos transformadores já vêm pré-calibrados da fábrica, mas que necessitam retoques, devido às capacidades que se acrescentam na montagem.

O multímetro será empregado como indicador de ressonância durante toda a fase de calibração. Para isso será ligado da seguinte forma: como voltímetro para corrente contínua, em uma escala de 5 a 15 volts máximo, terá seu pólo positivo ligado ao chassi e o negativo no tópo de R6, que é o controle de volume. Dessa forma, a tensão contínua negativa desenvolvida no detector será aproveitada como indicador de ressonância. O controle de volume poderá ficar totalmente fechado, ou se abrirá um pouco para ouvir o “apitinho” da modulação do gerador, caso este seja utilizado com modulação. Para os propósitos de calibração com o indicador que recomendamos, é indiferente se tem ou não modulação. Com o gerador ajustado para 455 KHz, liga-se o seu cabo de saída ao chassi e ao borne de antena do receptor. Com o variável todo fechado, abre-se o atenuador do gerador, até obter uma leitura cômoda no medidor, mas que seja de menor nível possível; digamos 1 a 2 V em uma escala de 5 V do multímetro. Em seguida, ajustam-se os quatro núcleos dos dois T.F.I., para o máximo de leitura, começando pelo se-

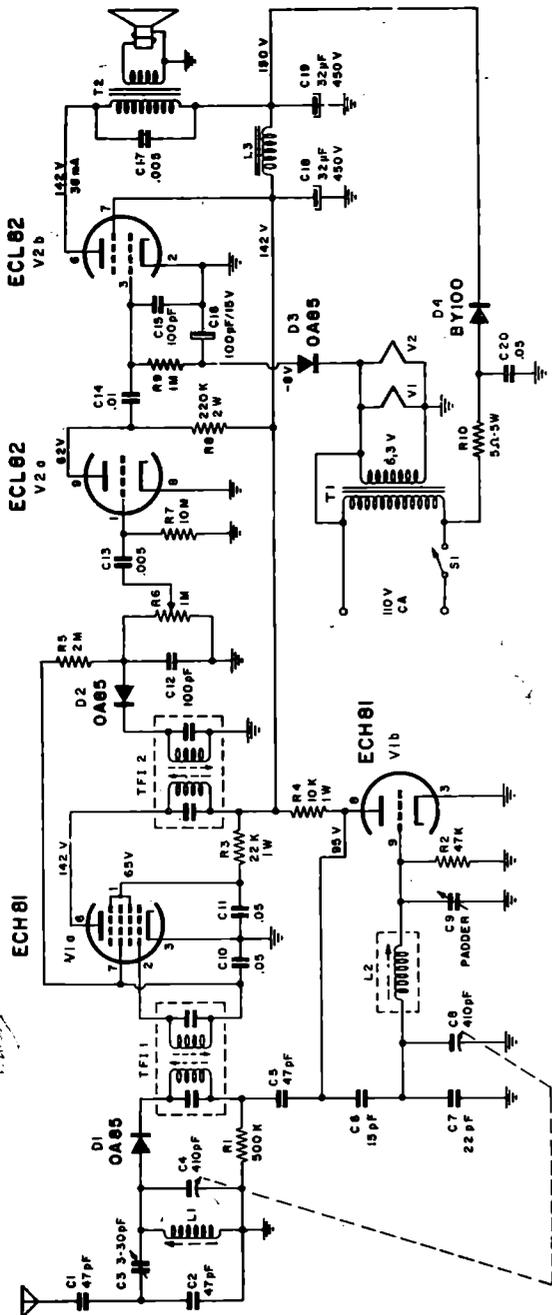


Figura 6

Diagrama completo do "Grilo Falante".

Lista de componentes: — T1 - Willkason, 6157; T2 - Willkason, 4002; L3 - Willkason, 3060; L1, L2 - Supertena, OM100; TFI n.º 1 e n.º 2 - Solhar (miniatura), 455 KHz; V1 - ECH81; V2 - ECL82; C1, C2, C5 - 47 pF, cerâmica; C3 - "trimmer" 3-30 pF; C4, C8 - variável duplo, 2 × 410 pF; C6 - 15 pF, cerâmica; C7 - 22 pF, cerâmica; C9 - "padder" 500 pF; C10, C11, C20 - 0,05, óleo; C12, C15 - 100 pF, cerâmica; C13, C17 - 0,005, óleo; C14 - 0,01, óleo; C16 - 100 µF × 15 V; C18, C19 - 32 a 50 µF × 450 V; R1 - 500 K, ½ W; R2 - 47 K, ½ W; R3 - 22 K, 1 W; R4 - 10 K, 1 W; R5 - 2 Megohms, ½ W; R6 - potenciômetro 1 Megohm, com chave; R7 - 10 Megohms, ½ W; R8 - 220 K, 2 W; R9 - 1 Megohm, ½ W; R10 - 5 ohms, 5 W, fio; D1, D2, D3 - OA85; D4 - BY100.

gundo T.F.I. e passando depois ao primeiro. À medida que a leitura vai aumentando, deve-se ir reduzindo a saída do gerador, para manter o nível adotado. Se empregarmos um nível muito alto de sinal, a calibração poderá ser falseada pela ação do C.A.S. Passaremos agora à calibração dos circuitos de entrada do receptor. Mantém-se o gerador ligado na entrada de antena, porém com um condensador de 47 ou 50 pF em série; com o tandem todo fechado ajusta-se o padder, C9, para que entre a frequência de 530 KHz do gerador, e ajusta-se o núcleo de L1 para máxima saída. Passa-se o gerador de sinais para 1600 KHz e sintoniza-se essa frequência por meio do variável; em seguida ajusta-se C3 ("trimmer" da antena) para máxima saída. Muda-se o gerador para 1000 KHz e sintoniza-se no variável; em seguida vai-se movendo o núcleo de L2 e acompanhando a sintonia com o variável, até obter o máximo de saída. Se começarmos a mover o núcleo em uma direção e acompanhando a sintonia com o variável obtivermos uma leitura inferior à anterior, é lógico que o núcleo está solicitando um ajuste na direção oposta.

Uma vez conseguido o máximo de saída em cada uma das três frequências indicadas, não quer dizer que o aparelho esteja calibrado, pois cada um desses ajustes altera o anterior. Os três ajustes deverão ser repetidos sempre na mesma ordem, até eliminar a interdependência de efeitos, o que normalmente requer pelo menos três "passadas". Se não houver gerador de sinais, mas existir o multimetro, a calibração será feita da seguinte forma: sintoniza-se uma estação que dê um nível baixo de leitura no medidor (cerca de 1 V) e ajusta-se o canal de F.I. para máxima leitura. Como os T.F.I. já vêm pré-calibrados, sua frequência real de trabalho não ficará assim tão longe do valor nominal de 455 KHz. Para o ajuste dos circuitos de entrada, poderemos usar estações de frequência o mais aproximada das que recomendamos. Assim é que em São Paulo poderemos usar as estações: 9 de Julho, em 540 KHz; Record, em 1000 KHz, e América, em 1410 KHz. No Rio de Janeiro serão usadas as seguintes: Eldorado, em 550 KHz, Nacional, em 980 KHz, e Vera Cruz, em 1430 KHz. Na falta total de equipamento será usada a mesma técnica descrita para a calibração sem gerador, com a diferença que a indicação será obtida a ouvido.

Para obtenção dos melhores resultados, deve-se agir da seguinte forma: com o controle de volume todo aberto, em um local silencioso e em cada operação sempre com um sinal o mais fraco possível, a fim de aguçar a sensibilidade do ouvido. Qualquer sinal pode ser

(Cont. na pág. 72)

# Projeto de Transformadores de Áudio, Fôrça e Choques de Filtro

## 8ª Parte

### Transformadores de Áudio

Waldyr Chaves \*

Para chegarmos aos 78 mH ou menos podemos tomar 2 decisões:

a) seccionar de preferência o secundário, em duas partes iguais, e colocar o primário no meio. Seccionando-se o secundário, não corremos o risco de aumentar a dispersão entre as 2 metades do primário e, conseqüentemente, a distorção na alta-freqüência. As duas metades do secundário podem ser iguais (com fio mais fino) e ligados em paralelo, ou metade do enrolamento com o mesmo fio em cada seção, ligadas em série. Assim, a dispersão baixará para, aproximadamente:

$$\eta = 2 \eta^2 = 2^2 = 4, \text{ logo, } L_d = \frac{100}{4} = 25$$

mH. A queda a 10 000 Hz será somente de 0,5 db.

b) Como tivemos uma indutância bem elevada no primário, e a distorção calculamos que será de 0,75% com as 2 000 espiras no primário, podemos aumentar um pouco a indução, reduzindo as espiras.

Queremos reduzir a dispersão de 100 mH para 78 mH, logo

$$\frac{100}{78} = 1,13 \quad \frac{2000}{1,13} \approx 1.770 \text{ espiras.}$$

$$\text{A indução passará a ser } \frac{2000}{1770} \times 5000 = 5600 \text{ gauss.}$$

Lm com 1770 espiras,

$$\frac{90}{\left(\frac{2000}{1770}\right)^2} = \frac{90}{1,27} = 71 \text{ mH, aproximada-}$$

mente, porque a permeabilidade também baixará com 5 600 gauss (calculamos anteriormente com 5 000 gauss).

Calcularemos novamente a relação  $\frac{R'_{par}}{X_m}$ , a distorção harmônica e as espiras para o secun-

dário. Se a distorção harmônica estiver dentro do preestabelecido (2% máximo) poderemos então enrolar o transformador com 1770 espiras no primário, com um enrolamento sobre o outro, sem seccionamento algum.

#### RESUMINDO:

Se enrolarmos o transformador com 2 000 espiras no primário e seccionarmos o secundário em duas partes iguais, com o primário entre elas, vamos obter as seguintes características (conforme calculamos):

- 1) potência máxima no primário = 6,9 watts
- 2) relação de espiras = 18,4 : 1
- 3) resistência do primário total = 125 ohms
- 4) resistência do secundário = 0,35 ohms
- 5) impedância refletida no primário, na freqüência média e com 8 ohms de carga = 2 955 ohms
- 6) rendimento a 60 Hz e com máxima potência = 89%
- 7) resposta de freqüência = plana até 60 Hz (< 0,1 db) e -0,5 db a 10 000 Hz
- 8) indutância do primário a 60 Hz, com máximo sinal (144 volts efetivos) = 90 Hy.
- 9) indutância de dispersão do primário referido ao secundário = 25 mH
- 10) distorção harmônica total, a 60 Hz, com máxima potência = 0,72%

Entre os enrolamentos teremos 3 voltas de papel de 0,1 mm. Núcleo: ferro silício a 4%, chapa n.º 29, 100% trançado (1 por vez). Perna central da lâmina E  $\approx$  25 mm (1") corte "scrapless", empilhamento = 25 mm (seção quadrada). Ver figuras 49-A e 49-B.

#### 3) Transformador de saída de alta qualidade

Naturalmente o projeto de um transformador de saída para HI-FI é feito tendo em vista

\* Da Indústria Eletrônica Stevenson S/A.

tudo o que se descreveu até aqui, em relação aos transformadores de saída. Entretanto, devemos ter em mente que, como as exigências são mais severas, os cuidados terão que ser maiores para ser possível, realmente, realizar um transformador de categoria compatível com a qualidade sempre exigida pelos entusiastas da alta-fidelidade. Sem qualquer exagero, o maior problema que encontramos é o referente à distribuição dos enrolamentos. Se a etapa de saída opera em classe AB e disposição ultralinear, as coisas ficam ainda mais "apertadas". Para reduzir a indutância de dispersão, o projetista inexperiente realiza um grande número de seccionamentos nos dois enrolamentos. É certo que reduzimos  $L_d$  ao repartirmos os enrolamentos, porém, a partir de 2 seccionamentos em cada bobina (primário e secundário) a redução já não caminha no sentido de  $N^2$ , e a distribuição nas proporções das espiras repartidas deve ser bem dimensionada. Por exemplo, se tomamos um transformador e repartimos o primário em 4 seções iguais, e ao secundário fizemos a mesma coisa, alternando as seções repartidas, isto é, 1/4 de primário sobre 1/4 de secundário, sucessivamente, a indutância de dispersão será a mesma que repartindo-se o secundário em apenas duas partes iguais e o primário em 3 partes, sendo 2 enrolamentos a metade cada um de um maior que ficará no centro e sendo os dois menores colocados no início e no fim da distribuição (fig. 49B). Portanto, na segunda condição há apenas 5 seccionamentos contra 8 da primeira. A mão-de-obra será mais fácil para realizar o transformador de 5 seccionamentos, além de reduzir a capacidade formada para o secundário e a dispersão entre as metades do primário, que geralmente é a maior responsável pela distorção elevada e queda rápida de potência na alta-freqüência.

Assim, na ocasião de decidirmos quanto à distribuição dos enrolamentos no núcleo, temos que considerar todos estes fatores que, no final, ditarão o desempenho do transformador na alta-freqüência.

Para que o transformador funcione a contento nas freqüências mais elevadas, se está ligado a 2 válvulas trabalhando em classe AB ou B, além de baixa dispersão entre primário e secundário e baixa capacidade distribuída do primário, devemos cuidar bastante da dispersão entre as 2 metades do primário. Se a operação é do tipo ultralinear é importante também a dispersão referida aos enrolamentos das grades auxiliares. Na baixa-freqüência a queda de amplitude é função da indutância de magnetização ( $L_m$ ). A indutância do primário deve ser bem alta para uma resposta plana até

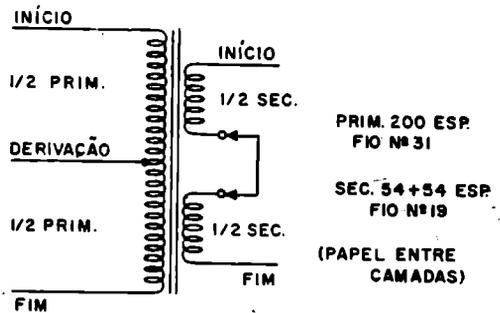


Figura 49-A

Diagrama do transformador do exemplo 2.

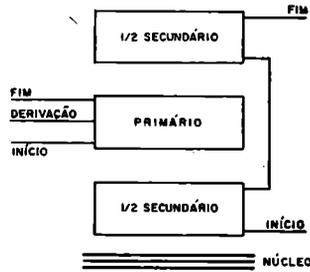


Figura 49-B

Disposição dos enrolamentos do transformador do exemplo 2.

às freqüências bem baixas e também uma distorção reduzida.

A indução máxima de trabalho, que ocorre na mais baixa-freqüência, deve ser limitada a 6 000 gauss, no máximo. Com induções elevadas a distorção é excessiva e a permeabilidade é reduzida.

Nos transformadores de saída o rendimento é importante, pois não devemos jogar fora potência que custa bom dinheiro, devemos aproveitá-la ao máximo para a excitação do alto-falante e não dissipá-la em forma de calor. Para que se cumpram todos os requisitos exigidos é necessário utilizar-se núcleo de muito boa qualidade.

Se usarmos chapas laminadas é necessário que seja bem finas, cortadas com ferramenta apropriada e isentas de qualquer rebarba. É altamente aconselhável que sejam devidamente recozidas. A indutância deve ser elevada não só para o máximo sinal mas também para sinais moderados. Devemos confirmar a resposta na baixa-freqüência com a máxima potência aplicada e também com, digamos, 16 db abaixo. Se o transformador é para uma potência máxima de 20 watts, calculamos  $L_m$  para uma amplitude que corresponda àquela potência e verificamos em seguida como fica  $L_m$  com apenas 0,5 watt aplicado. Também sempre há a possibilidade de circulação de corrente contínua no primário, nos estágios simétricos, devido ao desequilíbrio quase sempre existente entre as

duas válvulas. Nesse caso a indutância será menor que a calculada e medida com sinal de C.A. apenas. Assim devemos esperar sempre uma resposta inferior na baixa-freqüência e uma distorção harmônica mais elevada do que as calculadas, quando o transformador fôr pôsto em condições de funcionamento.

Outro detalhe importante é a impregnação do transformador. Geralmente impregnamos os transformadores para imunizá-los contra a umidade. O leitor deve ter presente que é melhor um transformador sem qualquer tratamento ou impregnação do que um mal tratado e impregnado. A impregnação pode ser a vácuo ou por simples imersão; é importante um preaquecimento do transformador em estufa apropriada. O transformador deverá ficar cêrca de 6 horas a uma temperatura de aproximadamente 90° C, para que tôda a umidade seja extraída e, em seguida, ainda quente, ser submetido a um banho impregnante de verniz de boa qualidade e indicado para o caso. O verniz deverá estar com a viscosidade apropriada para que tenha boa penetração. Após o tratamento com o verniz o transformador voltará para a estufa e permanecerá a uma temperatura de 100 a 120° C para a polimerização completa. O tempo e a temperatura para a polimerização dependem do tipo do verniz empregado, dados êsses que são fornecidos pelo fabricante.

Geralmente a impregnação altera a capacidade distribuída dos enrolamentos e, portanto, o transformador apresentará uma resposta pouco diferente na alta-freqüência após o tratamento; são importantes as medidas referentes ao comportamento na alta-freqüência depois do transformador impregnado e totalmente sêco.

Um transformador bem tratado e impregnado, além de ficar imunizado contra a umidade, torna-se "mecanicamente" mais resistente e capaz de suportar potenciais mais elevados entre os enrolamentos e para o núcleo. Outra situação delicada que tem que enfrentar o transformador de saída para HI-FI é a referente à rotação de fase. Qualquer bom amplificador usa realimentação negativa que comumente inclui 3 estágios mais o transformador de saída. Para que se obtenha o máximo benefício das extraordinárias vantagens da realimentação negativa, esta deve ser retirada do secundário do transformador. Assim, a rotação de fase introduzida pelo transformador deve ser pequena para que se possa usar taxas elevadas de realimentação (20 db ou mais) sem perigo de ocorrer instabilidade ou oscilações parasitas que, do contrário, estarão presentes nos extremos da faixa de áudio.

SISTEMA DE ENROL.	Nº	SISTEMA DE ENROL.	Nº
	1		36
	4		40
	9		49
	12		60
	16		64
	24		81
	25		84
	25		100
	25		121
	25		144

Figura 50

Sistemas de enrolamentos.

Na freqüência média — em tôrno de 1 000 Hz — o transformador se apresenta como sendo uma carga puramente resistiva, pois, sendo  $X_{Lm}$  elevado e  $X_{Ld}$  e  $X_{cd}$  desprezíveis, os efeitos dos elementos reativos poderão ser ignorados. O mesmo não acontece nos extremos, isto é, a 30 Hz por exemplo,  $X_{Lm}$  para ser desprezível é necessário que a indutância de magnetização seja muito elevada. Da mesma forma, a 20 000 Hz, para que o efeito em série de  $X_{Ld}$  e paralelo de  $X_{cd}$  sejam desprezíveis, a indutância de dispersão ( $L_d$ ) e a capacidade distribuída do primário e outras parasitas ( $C_d$ ) deverão ser muito pequenas.

Vejamos as seguintes demonstrações:

a) Figura 54.

Um transformador com uma carga  $R'_{par}$  de 6 300 ohms no primário e tendo uma indutância de magnetização de apenas 25 Henrys, terá uma rotação de fase a 40 Hz de

$$\phi = \text{tang}^{-1} \frac{R}{\omega L_m}$$

$$\omega L = 2\pi \times f \times L_m = 6,28 \times 40 \times 25 \approx 6\,300 \text{ ohms.}$$

$$\phi = \text{tang}^{-1} \frac{6\,300}{6\,300} = 1, \text{ que corresponde a um ângulo de fase de } 45^\circ$$

b) Figura 55.

A 20 000 Hz

Se R = 6 300 ohms Ld = 40 mH e

Cd = 350 PF

a) **RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO**

Vamos tomar 5% de Zp para Rcc do primário e 5% de Zs para o Rcc do secundário. Os

$$\text{Angulo de fase } \phi = \text{tang-1} = \frac{\omega [L(1 - \omega^2 LC) - CR^2]}{R} =$$

$$= \frac{6,28 \times 20 \times 10^3 [40 \times 10^{-3} (1 - 6,28 \times 6,28 \times 2 \times 2 \times 10^8 \times 40 \times 10^{-3} \times 350 \times 10^{-12}) - 350 \times 10^{-12} \times 6,3 \times 6,3 \times 10^6]}{6,3 \times 10^3} = \frac{5,3 \times 10^3}{6,3 \times 10^3} = \frac{5,3}{6,3} = 0,84 \approx 40^\circ$$

Nas figuras 50, 51, 52 e 53 estão os gráficos e demais informações para o cálculo bem aproximado da indutância de dispersão (Ld) em função do número de seccionamentos verticais que se efetua no transformador.

Como exemplo n.º 3 calcularemos um transformador de saída de boa qualidade.

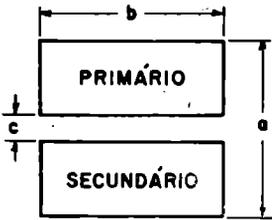


Figura 51

Dimensões usadas no gráfico da figura 53.

ENROL. VISTO EM CORTE

Suponhamos 2 válvulas EL84 em disposição simétrica, classe AB, com 250 volts de alimentação. Consultamos o manual e encontramos:

Raa = 8 000 ohms

Wo = 11 watts, máximo, com 3% de distorção total

Ia = 2 x 37,5 mA — com máximo sinal.

As válvulas, por serem pentodo, possuem resistência de placa relativamente elevada (cêrca de 40 000 ohms cada). O comportamento é quase como um gerador de corrente constante.

Rg ≈ 2 x 40 000 = 80 000 ohms

R'par ≈  $\frac{80\,000 \times 8\,000}{80\,000 + 8\,000} = 7\,250$  ohms.

Vamos exigir do transformador a seguinte característica:

Zp = 8 000 ohms

Rendimento = superior a 86%

Distorção harmônica total = 3%, máxima

Resposta de frequência = dentro de 0,5 db de 40 a 15 000 Hz

Frequência de ressonância = superior a 42 000 Hz

Secundários = para alto-falantes de 4 e 16 ohms

secundários serão ligados em série para 16 ohms e em paralelo para 8 ohms.

Rcc primário = 8 000 x 0,05 = 400 ohms

Rcc secundário = 16 x 0,05 = 0,8 ohm

Relação de espiras =

$$= \sqrt{\frac{8\,000 - 400}{16 + 0,8}} = \sqrt{452} = 21,3 : 1.$$

b) **INDUTANCIA MÍNIMA DO PRIMARIO**

$$Lm = \frac{7\,250}{6,28 \times 40 \times \sqrt{\frac{1}{0,9} - 1}}} = \frac{7\,250}{83,3} = 87 \text{ Hy.}$$

c) **MAXIMA TENSÃO ALTERNADA SOBRE O PRIMARIO**

$$Ep = \sqrt{11 \times 8 \times 10^3} = 296 \text{ volts efetivos}$$

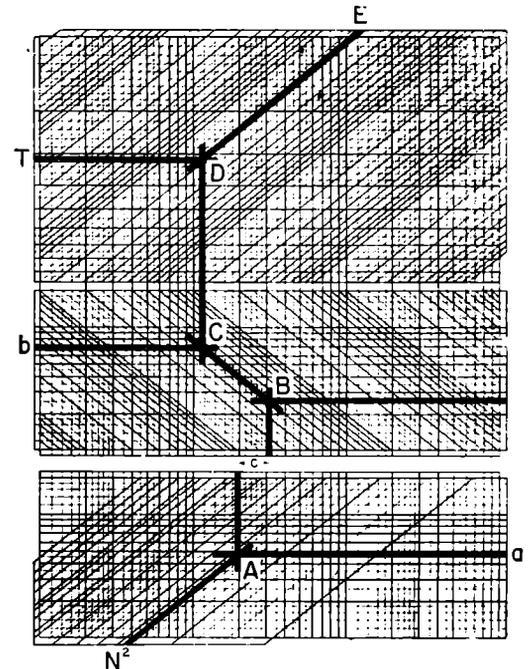


Figura 52

Como utilizar o gráfico da figura 53

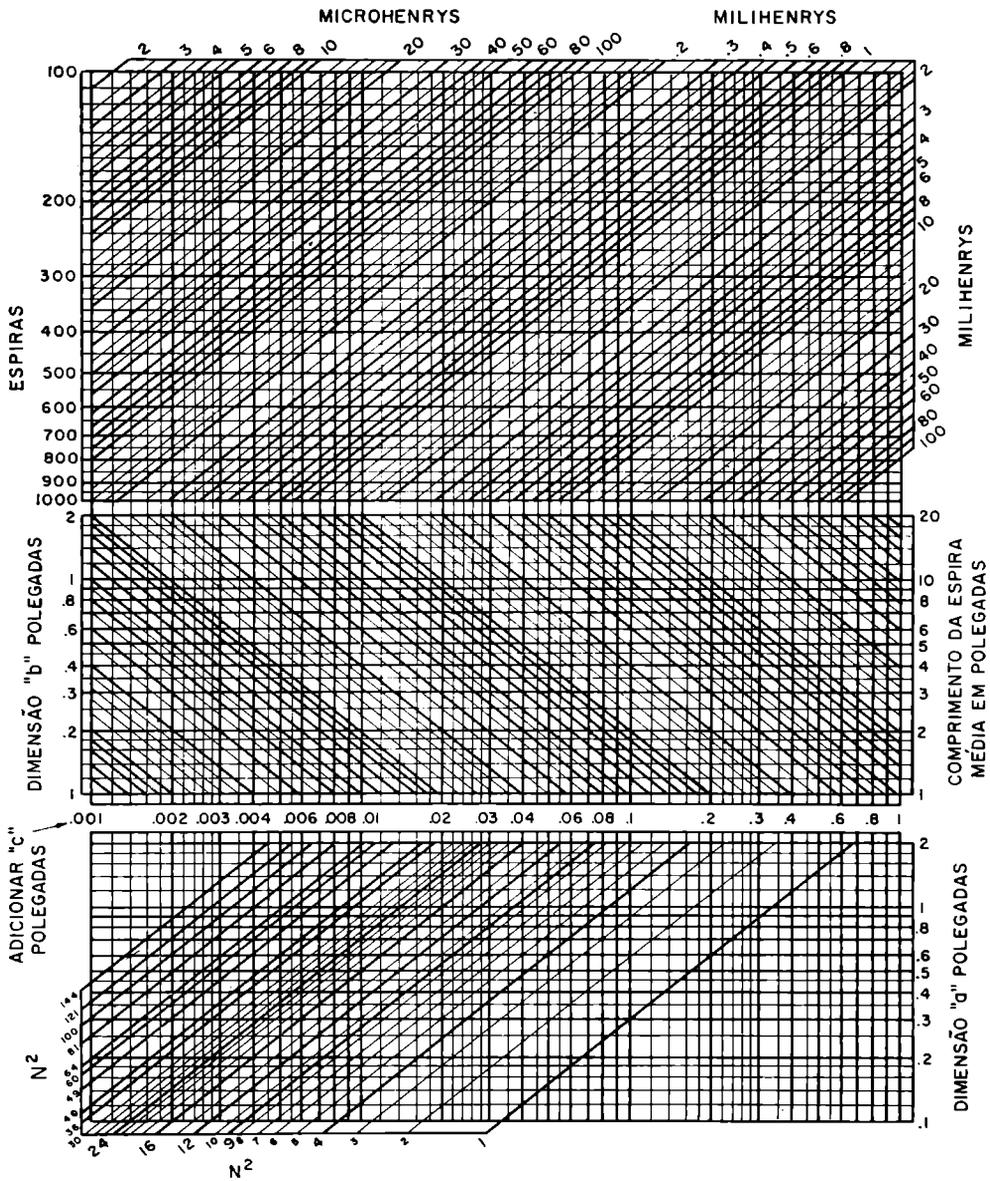


Figura 53

Gráfico para determinação da indutância de dispersão.

**d) CORRENTES ALTERNADAS NO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO**

$P_p = 11$  watts     $P_s = 11 \times 0,86 = 9,45$  watts

Primário —  $I = \sqrt{\frac{11}{8 \times 10^3}} = 37$  mA

Secundário =  $\sqrt{\frac{9,45}{16}} = 765$  mA

**e) NÚMERO DE ESPIRAS DO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO**

**Núcleo** — lâminas E1 — 112 (Ferro com 4% silício, chapa n.º 29)

Perna central 1,125" = 28,58 mm  
 Área efetiva para seção quadrada =  $2,85 \times 2,85 \times 0,88 \approx 7,16$  cm<sup>2</sup>  
 $l = 17,15$  cm  
 Pêso total = 960 gramas  
 Área efetiva de janela =  $3,6 \times 1,2 \approx 4,3$  cm<sup>2</sup>. Limitando-se a indução a 7 000 gauss a 40 Hz (5 000 a 58 Hz) teremos:

$$N_p = \frac{296 \times 10^6}{4,44 \times 40 \times 7 \times 10^3 \times 7,1} = \frac{296}{8,8} \times 10^2 = 3370 \text{ espiras}$$

$$N_s = \frac{158}{21,3} = 158 \text{ espiras}$$

$$\frac{N_s}{2} = \frac{158}{2} = 79 \text{ espiras cada seção}$$

### f) DETERMINAÇÃO DOS FIOS PARA OS ENROLAMENTOS

$$60\% \text{ da área da janela para o primário} = 4,3 \times 0,6 = 2,58 \text{ cm}^2$$

$$\frac{3370}{2,58} = 1300 \text{ espiras por cm}^2, \text{ que corresponde}$$

$$40\% \text{ da área para o secundário} = 4,3 - 2,58 = 1,72 \text{ cm}^2$$

$$\frac{158}{1,72} = 92 \text{ espiras por cm}^2, \text{ que corresponde}$$

ao fio n.º 33E, com papel entre camadas.

Número de camadas do primário = espiras por cm linear = 50,9

$$50,9 \times 3,6 = 182 \text{ espiras em cada camada.}$$

$$\frac{3370}{182} = 18,5 = 19 \text{ camadas totais}$$

Número de camadas do secundário

Espiras por cm linear = 11,5

$$11,5 \times 3,6 = 41,5 \text{ espiras em cada camada}$$

$$\frac{158}{41,5} \approx 4 \text{ camadas totais.}$$

2 camadas completamente cheias em cada seção (79 + 79 espiras).

### g) RESISTÊNCIA DOS ENROLAMENTOS A C.C.

Com secionamento múltiplo, vamos tomar a espira central (o erro será pequeno) como a espira média.

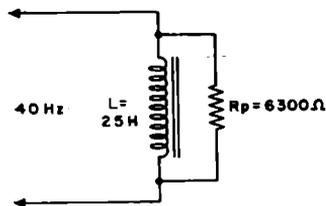


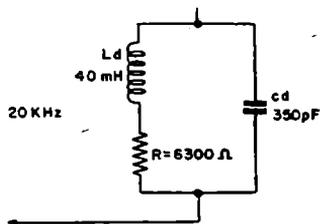
Figura 54

Com  $R_p = 6300$  ohms e  $X_{Lm} = 6300$  ohms ( $L = 25$  H), a 40 Hz a rotação de fase é  $45^\circ$ .

$$Z_p = \frac{\omega L \times R_p}{(R_p^2 + \omega^2 L^2)^{1/2}} \quad \phi = \tan^{-1} \frac{R}{\omega L}$$

Figura 55

Com  $L_d = 40$  mH,  $R = 6300$  ohms e  $C_d = 350$  pF, a 20000 Hz, o ângulo de fase será de  $40^\circ$ .



$$Z = \left[ \frac{R^2 + \omega^2 L^2}{(1 - \omega^2 L C)^2 + \omega^2 C^2 R^2} \right]^{1/2}$$

$$\phi \text{ tang}^{-1} \frac{\omega [L(1 - \omega^2 L C) - C R^2]}{R}$$

Primário =  $17 \times 3370 = 573$  metros  
 $679 \times 0,573 \approx 388$  ohms

Secundário =  $17 \times 158 = 26,8$  metros  
 $33,5 \times 0,0268 = 0,895$  ohms

### h) PERDAS NO COBRE E NO FERRO, NA BAIXA-FRÉQUÊNCIA, COM MÁXIMA POTÊNCIA

Perda no cobre

Primário =  $I^2 \times R = 37 \times 37 \times 10^{-6} \times 388 = 0,538$  W

Secundário =  $765 \times 765 \times 10^{-6} \times 8,95 \times 10^{-1} = 0,521$  W

Perda total no cobre =  $0,538 + 0,521 = 1,059$  Watts

Perda no ferro

Pela figura 48, com 7000 gauss = 0,5 Watts por quilo

$$0,5 \times 0,96 = 0,48 \text{ Watts}$$

Perda total do transformador, com máxima excitação

$$P_f + P_c = 1,059 + 0,48 = 1,539 \text{ Watts.}$$

(Continua no próximo número)

Leia na próxima revista:

- Registrador sismográfico
- ABC da televisão em cores
- VTVM de estado sólido adaptável ao seu multímetro...

e muitos outros artigos de grande interesse, tanto para profissionais como para amadores.

# BASE MÓVEL PARA SEU OSCILOSCÓPIO

John A. Tiso  
de RADIO-ELECTRONICS

O osciloscópio é, provavelmente, o item mais volumoso de seu equipamento de teste. Para muitos, espaço na bancada e prateleira é algo tão precioso quanto água no deserto. Mas, para ser usado corretamente, o osciloscópio deve estar localizado em posição tal que facilite leituras e manejo conveniente dos controles.

A base móvel não só deixa vago o lugar do instrumento na bancada, proporcionando maior espaço de trabalho, como também permite colocá-lo de modo a permitir operação bastante confortável. Outras vantagens? Fácil deslocamento para qualquer ponto da oficina, espaço extra para

instrumentos e acessórios frequentemente utilizados em conjunto com o osciloscópio. Há, é claro, bases para tais fins à venda no comércio, mas são construídas para instrumentos de laboratório e seu custo é elevado.

## Construção

Dimensões e detalhes, naturalmente, irão depender da necessidade de cada um. A unidade aqui apresentada é para uso de um osciloscópio de 5 polegadas, próximo a uma bancada com a altura aproximada de uma escrivaninha. No entanto, nada há que impeça seu perfeito funcionamento em inúmeros casos. Note-se que a maior parte dos osciloscópios de 5 polegadas têm dimensões externas bastante semelhantes.

Tôdas as partes devem ser cortadas no tamanho certo e lixadas, antes de serem fixadas com cola e parafusos para madeira. Utilize juntas de tampo, e verifique sempre se há partes fora de esquadro. Comece pela seção inferior, que consta de duas chapas de madeira de 12,5 mm de espessura, separadas por quatro vigas verticais de 32 x 76 x 430 mm, uma em cada canto. A prateleira intermediária é instalada logo depois, apoiada sobre duas travessas de 25 x 50 mm; sua localização depende do que será colocado sobre ela. Deve-se fazer encaixes nos cantos da prateleira intermediária para que



Figura 2

Com a tampa levantada, o osciloscópio ou outros instrumentos ficam no ângulo conveniente, proporcionando leituras fáceis.

ela se ajuste entre os quatro suportes verticais.

A prateleira inclinável é construída separadamente, sendo um de seus lados fixado à seção inferior, já montada, por uma dobradiça em toda a extensão (tipo piano), e na frente por duas barras de alumínio perfuradas, de 19 x 3,5 x 255 mm. Os furos para as várias inclinações estão dispostos a cada 2,5 cm ao longo de cada barra (veja o detalhe da figura). É conveniente prender as duas barras juntas e perfurá-las simultaneamente para assegurar alinhamento correto. Prenda as barras, da maneira indicada, por meio de parafusos para máquina e tubos rosqueados, os quais são



Figura 1

Com a tampa abaixada, a base móvel é compacta e elegante. Há bastante espaço para outros instrumentos, como gerador de sinais, voltímetro, etc.

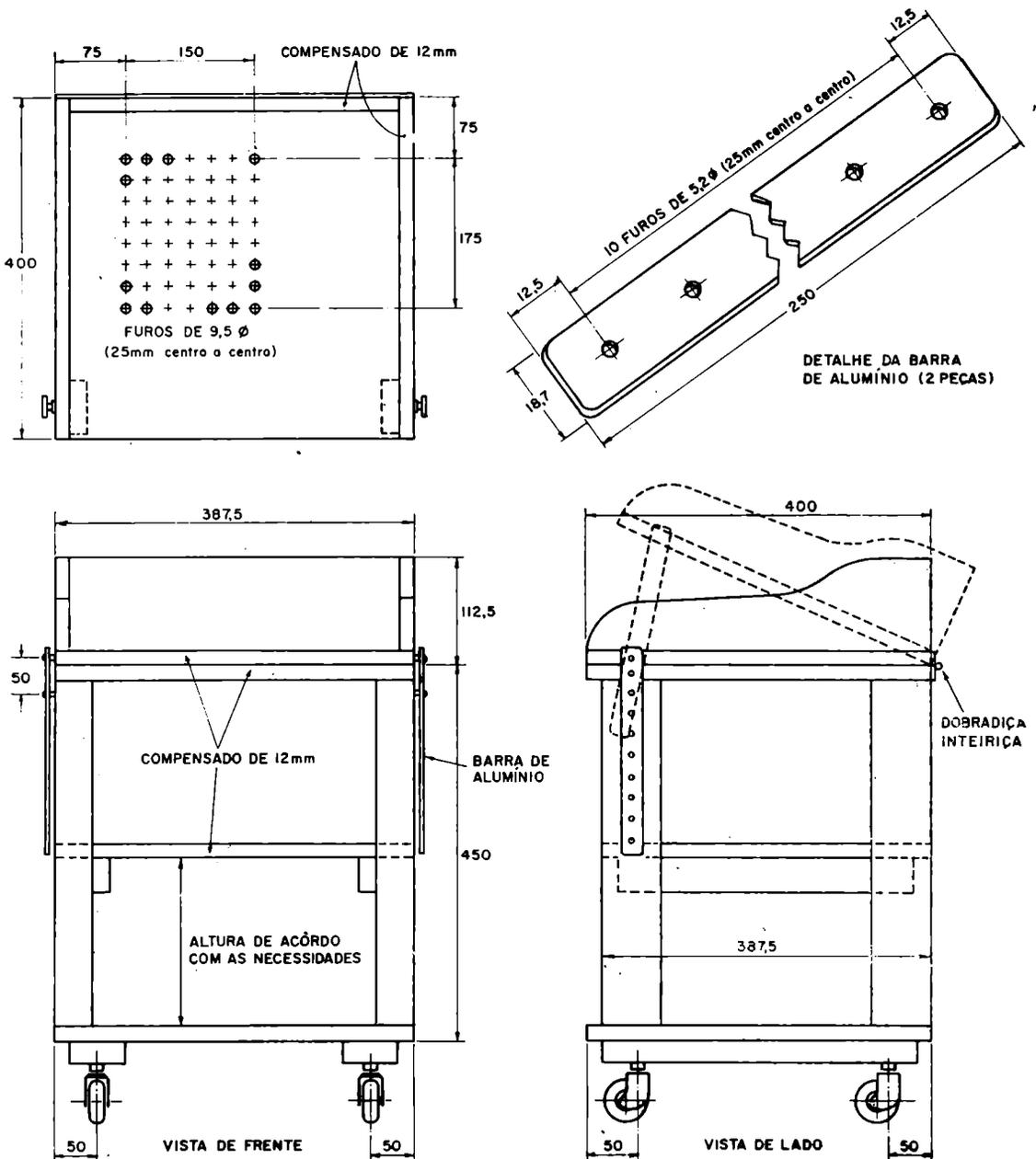


Figura 3

Detalhes completos para a construção da base móvel.

inseridos na madeira. Isto permitirá o ajuste do ângulo da prateleira sem perigo de espanar a rêsca feita na madeira, caso não fôsse utilizado o tubo rosqueado.

#### Detalhes finais

Após instalada a prateleira inclinável, certifique-se de que a dobradiça está livre, e de que os furos das barras estão corretamente alinhados. Os furos na base da prateleira

inclinável (ver desenho superior na figura 1) não são essenciais, mas irão ajudar a refrigeração do osciloscópio quando este for usado por longo período de tempo. As rodas deverão ter pelo menos 5 centímetros de diâmetro e são facilmente encontradas em qualquer loja de ferragens.

Após completar a montagem, lixe bem a unidade com lixa fina, e dê o acabamento que achar mais adequado.

Para usar a base móvel, remova simplesmente os parafusos inferiores das hastes laterais de alumínio, dê à prateleira a inclinação desejada, recoloca os parafusos no furo que dê o ângulo mais próximo ao desejado, e pronto. Agora é só deslocar o conjunto suavemente para o local desejado. Com pequeno gasto inicial, a base móvel dará ótimos dividendos em eficiência, conforto e prazer.

# ANTENAS COLETIVAS

## 4ª Parte

### Linhas de Transmissão

Waldyr Chaves \*

O sinal que recolhemos na antena deve ser levado ao receptor, ou a outro circuito qualquer que o aproveitará na forma prevista, através de 2 condutores que chamamos de linha de transmissão.

Podemos estudar uma linha de transmissão em forma simplificada, mostrando que ao longo da linha encontram-se as auto-induções e capacidades em forma distribuída, além das resistências equivalentes dos condutores e perdas dielétricas.

A figura 31 mostra um circuito equivalente simplificado, onde vemos as indutâncias e capacidades distribuídas ao longo de um pedaço de linha. Na apresentação simplificada não estão consideradas as resistências de perda.

A impedância característica de tal linha é dada por  $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$  em ohms,

onde  $Z_0$  = impedância característica; impedância que apresentaria a linha se tivesse um comprimento infinito;

$L$  = indutância, em Henrys, por metro de linha;

$C$  = capacidade, em Farads, por metro de linha.

A energia elétrica presente na linha está distribuída nas indutâncias e capacidades, em forma de campos magnéticos e elétricos.

Como a energia de um campo magnético é proporcional ao quadrado da corrente e a auto-indução  $e$ , ao contrário, a energia de um campo elétrico é proporcional ao quadrado da tensão e capacidade, têm-se que os valores de  $L$  e  $C$  ao longo da linha determinarão as correntes e

tensões ( $I$  e  $E$ ) e, em conseqüência, a impedância característica. Não trabalhamos com linhas infinitamente longas e sim de comprimentos finitos, porém se carregamos o extremo da linha com uma resistência pura igual à sua impedância característica, restituímos à mesma tôdas as condições de uma linha infinitamente longa.

Assim, é extremamente importante que observemos êste ponto para que a linha possa funcionar corretamente, isto é, devemos terminar uma linha de transmissão com uma resistência de valor igual a  $Z_0$ .

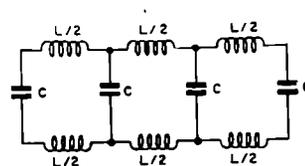


Figura 31  
Circuito equivalente de uma linha de transmissão.

Se a linha estiver corretamente terminada entregaremos à carga toda a energia de RF que introduzimos na mesma, assim não haverá perdas devidas a reflexões que ocorreriam no caso de uma desigualdade de casamento.

Naturalmente, mesmo com a linha corretamente terminada não conseguiremos transferir TÔDA a energia à carga, pois estarão presentes as perdas devidas a pequenas irradiações, resistência dos condutores e dielétricas.

Também, com as linhas de transmissão não conseguimos atingir a perfeição e cada tipo de linha, tendo em vista o sistema de construção e o material empregado, apresenta certa quantidade de perda que varia em função da fre-

\* Da Indústria Eletrônica Stevenson S/A.

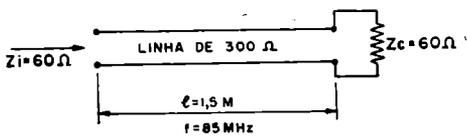


Figura 32

Uma linha de meia onda comporta-se como um transformador de relação 1 : 1.

quência e também do estado "físico" (se estão secas, úmidas ou totalmente molhadas).

Na tabela anterior, onde apresentamos os dados de 5 tipos de linhas de transmissão, estão as perdas por cada 100 metros em 3 diferentes frequências (50, 100 e 200 MHz).

Observe o leitor como a perda cresce diretamente com a frequência. O cabo coaxial RG 59/U, por exemplo, perde em cada 100 metros 8,2 db a 50 MHz; esta perda aumenta para 10,5 db a 100 MHz e atinge 19 db a 200 MHz. Se medirmos a perda em 300 MHz, ela será maior ainda.

O cabo tipo RG 11/U, de construção diferente, é bem mais caro, apresenta uma perda que é praticamente a metade de RG 59/U, é um cabo mais grosso e mais difícil de ser trabalhado e enfiado nas tubulações.

O instalador deve tomar bastante cuidado com as perdas nas linhas de transmissão. Ao efetuar determinado caminhamento dos cabos, deve escolher os lances mais curtos (naturalmente dentro do possível), pois, do contrário, estarão fatalmente presentes as perdas extras de energia e de "dinheiro".

Vejam os como traduzimos uma determinada perda em diferença de amplitude de sinal. Suponhamos que instalamos uma antena do canal 11 (frequência perto de 200 MHz) e que recolhemos um sinal de 300  $\mu$ volts.

Na ocasião de decidirmos sobre a linha de transmissão, escolhemos o cabo coaxial RG 59/U. Utilizamos 100 metros de cabo para levar o sinal ao televisor. Quantos microvolts chegarão à entrada de antena do TV?

Se o casamento estiver correto (nunca está 100%), somente devido às perdas na linha de transmissão, teremos:

Pela tabela, lemos 19 db.

$$\text{Calculamos } -20 \times \log \frac{E1}{E2} = 19, \log \frac{E1}{E2} = \frac{19}{20} = 0,95.$$

O número que corresponde a  $\log 0,95$  é  $\sim 9$ ; logo E2 será 9 vezes menor que E1, ou, E2

$$(\text{tensão na antena do TV}) = \frac{300}{9} = 33,3 \mu V.$$

Vemos então que, "despretenciosamente", a linha de transmissão reduziu o sinal de 300 mi-

crovolts para 33,3 microvolts. Se o casamento entre a linha de transmissão e a antena não estiver correto e se o receptor não estiver oferecendo na entrada de antena uma carga equivalente à impedância característica da linha, o sinal será ainda menor, além de outros efeitos de reflexões que poderão determinar o aparecimento de múltiplas imagens.

A impedância do gerador que está fornecendo o sinal (no caso a antena) chama-se impedância de origem ( $Z_i$ ), chamando-se impedância de terminação ( $Z_c$ ) à que carrega a linha no outro extremo. Se a impedância de origem não for igual à impedância característica da linha teremos perda de transferência de energia, porém, não haverá problemas de reflexão; ao contrário, sendo a impedância de terminação diferente de  $Z_o$ , teremos o seguinte efeito degradante: a energia aplicada à linha não será totalmente dissipada na carga e, em consequência, parte dela voltará ao gerador, isto é, viajará de volta ao ponto de origem, havendo assim, ao longo da linha, ondulações estacionárias. Dito em outras palavras, em toda a extensão da linha vamos encontrar uma resultante que será uma senóide com pontos de máximos e mínimos, porém, sempre nas mesmas larguras, ou seja, estacionários. Os pontos de máximo chamam-se ventre e nó os de mínimo.

O efeito prejudicial das ondas estacionárias na recepção é que as ondas refletidas ao chegarem à antena voltam novamente ao receptor,

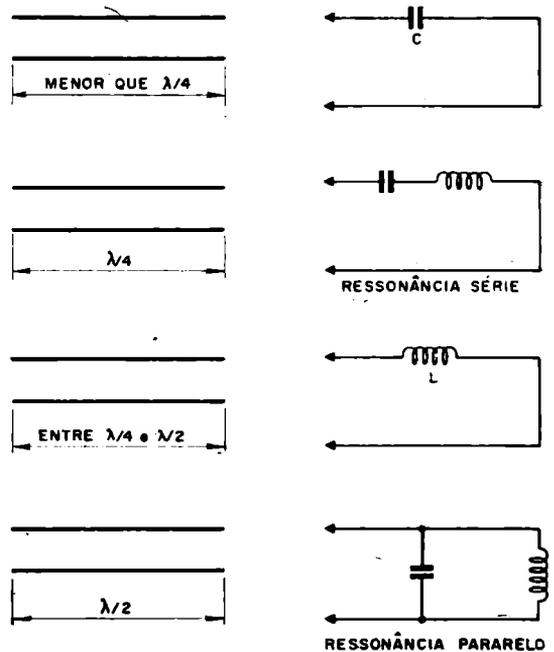


Figura 32-A

Circuitos equivalentes de seções de linha de transmissão com um extremo aberto.

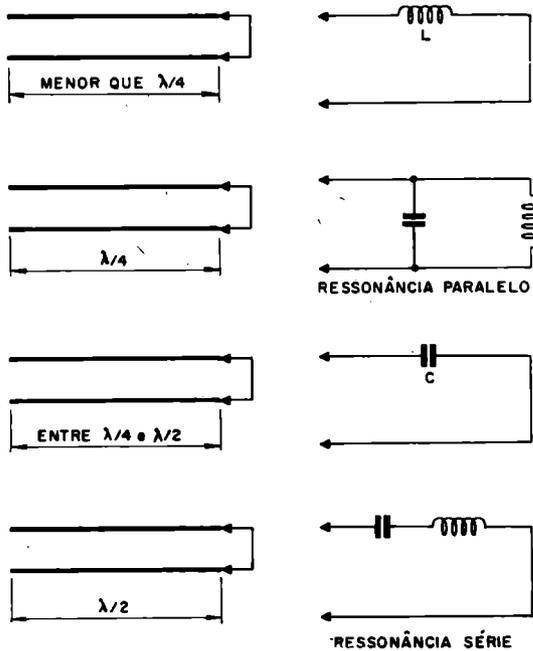


Figura 33

Circuitos equivalentes de seções de linha de transmissão com um extremo em curto.

havendo então dois sinais que, logicamente, estarão defasados, isto é, entre eles haverá uma diferença de tempo (a onda refletida levará certo tempo para caminhar até à antena e novamente voltar ao receptor); veremos então duas imagens na tela do aparelho, ligeiramente separadas (fantasma).

Quando a diferença de tempo é muito pequena, não chegaremos a distinguir as duas imagens, porém a definição ficará prejudicada, a imagem perde os detalhes finos, pelo engrossamento das linhas; às vezes o efeito é como se o aparelho estivesse com o foco defeituoso.

As linhas não-coaxiais ou blindadas não devem ser estendidas ao longo de estruturas metálicas ou serem pregadas à parede. Também não poderão ser enfiadas em eletrodutos ou "conduits" metálicos, sob pena de alterarmos substancialmente a sua impedância característica. As fitas de 300 ohms, tão comumente empregadas nas instalações, não são aconselhadas para uso externo, pois, além de serem facilmente destruídas pela chuva e raios ultravioleta do sol, apresentam ainda a indesejável característica de exibir uma perda muito elevada quando estão molhadas. Uma linha constituída por estas fitas pode apresentar uma perda 5 vezes mais elevada (ou mais ainda) depois de submetidas à ação das chuvas.

Para os trabalhos exteriores devem ser usadas as fitas especiais, à prova de tempo, ou, melhor ainda, os cabos coaxiais. Nos casos onde a

linha deve passar por dentro de tubulações metálicas deverão ser usados invariavelmente os cabos coaxiais.

As linhas de transmissão apresentam propriedades interessantes. De um modo geral, podem ser ressonantes ou não ressonantes (aperiódicas). Se cortarmos uma linha de modo que seja exatamente meio comprimento de onda da frequência de trabalho, seja qual for a sua impedância característica, iremos ter num dos extremos a mesma impedância que ligamos no outro extremo — qualquer valor. Assim, a linha comporta-se como se fôsse um transformador de relação 1:1; vejamos a figura 32, onde mostra uma linha (fita) de 300 ohms com  $\lambda = 0,5$  de comprimento na frequência de 85 MHz e carregada com 60 ohms. O comprimento da linha, para que tenha 0,5 de comprimento de onda a 85 MHz, será  $\frac{0,5 \times 300 \times 0,85}{85} = 1,5$  m.

Com este comprimento de linha, na frequência de 85 MHz os 60 ohms de terminação aparecerão no outro extremo como 60 ohms, muito embora a impedância característica da linha seja de 300 ohms.

Assim, uma linha de meia onda transfere para um dos extremos o mesmo valor de carga que colocamos no outro extremo.

A linha, neste caso, é ressonante, pois só na frequência de 85 MHz trabalhará nas condições de transformador de 1:1. Para as instalações de antenas de TV, naturalmente, esta condição não existe, pelo fato de necessitarmos receber diversos canais que operam em diferentes frequências. Devemos usar uma linha aperiódica —  $Z_c = Z_o = Z_i$ . Com este requisito, o comprimento da linha não tem o mesmo efeito sobre o casamento de impedâncias, pois aparecerá na entrada uma impedância igual à de carga, ou seja, como se a linha de comprimento finito se transformasse em comprimento infinito.

Na tabela abaixo estão mostradas as diferentes condições que se apresentam as linhas (pedaços de linhas) em relação ao comprimento de onda

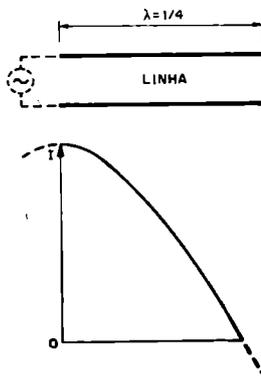


Figura 34

Numa linha de  $\frac{1}{4}$  de onda, com extremo aberto, a corrente nesse extremo é nula e a corrente no extremo do gerador é máxima.

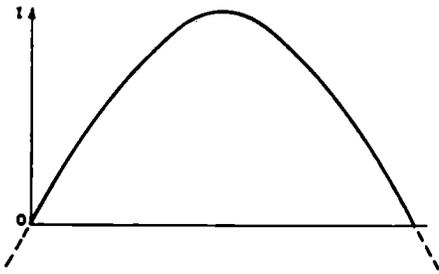
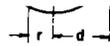


Figura 35

Numa linha de  $\frac{1}{2}$  onda, com extremo aberto, a corrente nesse extremo é nula e a corrente no extremo do gerador também é nula.

e a condição de curto ou circuito aberto de um dos extremos.



Um pedaço de linha de  $\frac{1}{4}$  de onda com um extremo em curto-circuito exibe um circuito equivalente a uma ressonância série. Ao contrário, se o extremo for aberto as condições serão exatamente de um circuito ressonante paralelo. Tudo isto está mostrado detalhadamente nas figuras 32-a e 33.

Nas figuras 34 e 35 estão as relações da corrente nas linhas de  $\frac{1}{4}$  e  $\frac{1}{2}$  onda, onde pode ser observado o fenômeno claramente.

Na figura 34 vemos que no extremo aberto da linha de  $\frac{1}{4} \lambda$  temos um ponto de corrente nula (impedância infinitamente grande).

Com a distribuição da corrente apresentada temos no outro extremo um ponto de máxima

Comprimento do pedaço de linha	Impedância do extremo oposto	
	Extremo em curto	Extremo aberto
$\frac{1}{8} \lambda$	$+ j Z_0$	$- j Z_0$
$\frac{1}{4} \lambda$	$\infty$	0
$\frac{3}{8} \lambda$	$- j Z_0$	$+ j Z_0$
$\frac{1}{2} \lambda$	0	$\infty$
$\frac{5}{8} \lambda$	$+ j Z_0$	$- j Z_0$
$\frac{3}{4} \lambda$	$\infty$	0
$\frac{7}{8} \lambda$	$- j Z_0$	$+ j Z_0$
$1 \lambda$	0	$\infty$

Um pedaço de linha com um extremo aberto, com um comprimento de  $\lambda = \frac{1}{8}$ , apresentará no outro extremo uma reatância capacitiva igual à sua impedância característica. Se o extremo no lugar de aberto for posto em curto-circuito, aparecerá uma reatância indutiva de igual valor.

corrente do gerador (mínima impedância) que corresponde a um gerador ligado a um circuito ressonante série.

Na figura 35, a corrente no extremo do gerador é zero (máxima impedância), que corresponde à condição de ressonância paralelo, para uma linha de extremo aberto de  $\frac{1}{2} \lambda$ .

Pode ser notado na tabela que no comprimento de  $\frac{3}{4}$  de onda temos a repetição das condições de  $\frac{1}{4}$  de onda. Também em 1 comprimento exato de onda temos a repetição das condições de  $\frac{1}{2}$  onda.

Um pedaço de linha com um comprimento de  $\frac{1}{2}$  onda nada mais é senão dois pedaços de  $\frac{1}{4}$  de onda ligadas um em continuação ao outro. Vejamos as seqüências de funcionamento para esta confirmação (fig. 36).

Temos um ponto de mínima impedância (máxima corrente). Este ponto de curto aparece a  $\frac{1}{4}$  de onda, no outro extremo, como mínima corrente (impedância infinita). Logo há duas

(Cont. na pág. 78)

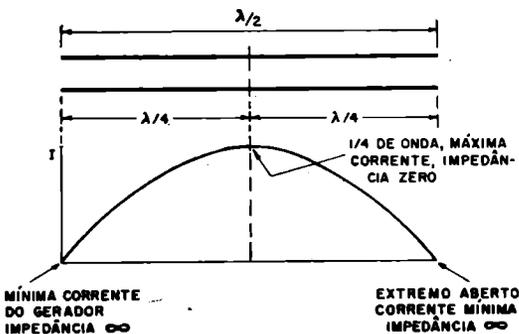


Figura 36

Distribuição da corrente em um pedaço de linha de  $\frac{1}{2}$  onda.

# SISTEMAS TELEX

## 2ª Parte

### MULTIPLEX — Telegrafia em freqüência modulada

(Enviado da Alemanha)

Eng. Dêlson Siffert \*

#### 5 — Transmissão de múltiplos canais numa única linha física ou rádio.

O sistema básico ilustrado na figura 2, na 1.ª parte deste artigo, exige uma linha física própria. Para uma velocidade de 50 Baud a transmissão exige uma faixa de freqüência de 80 Hz. Como um canal de voz dispõe de uma faixa de freqüência de 300 a 3400 Hz, fica livre abaixo de 300 Hz suficiente faixa para transmissão de um canal telegráfico. Para isto associa-se ao canal telegráfico um filtro passa-baixas, para não haver interferências com o canal de voz transmitido simultaneamente. Para a transmissão da chamada do assinante para a central, e vice-versa, é preciso circuitos auxiliares complementares. Este sistema permite apenas a transmissão de um único canal telegráfico simultaneamente com o canal de voz. Análogamente, num outro tipo de sistema transmite-se o canal telegráfico acima do canal de voz. Para isto limita-se a faixa

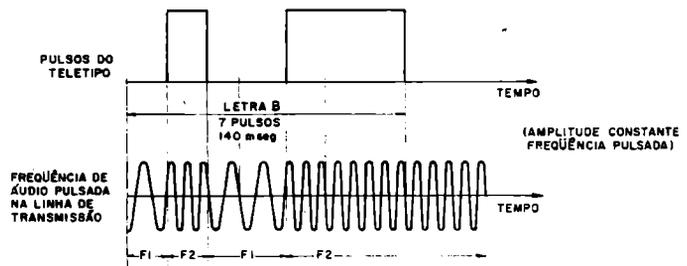


Figura 3

Multiplex telegráfico em amplitude modulada A1. Exemplo de transmissão da letra B.

dêste em 2 500 Hz e usa-se a faixa de 2 700 até 3 400 para transmissões de até 4 canais telegráficos. O trem de pulsos telegráficos é transformado em impulsos de freqüências de áudio, isto é, as freqüências de até 4 osciladores de áudio nas freqüências de 2 800, 2 940, 3 060 e 3 180 Hz são transmitidas ao ritmo dos pulsos SIM e NÃO do teletipo.

Outro sistema relativamente simples de transmitir telegrafia simultaneamente com voz é a inserção do canal telegráfico dentro da faixa de voz; por exemplo, o equipamento WT-FM-E1 da Telefunken transmite o canal telegráfico — que pode ter di-

versidade de telegrafia em áudio — na faixa de 1 100 a 1 500 Hz. Para isto a faixa para voz fica entre 300 e 1 100 acima de 1 500 até 3 400 Hz. Com isto não se altera praticamente a fidelidade e confiabilidade do canal de voz, pois as vogais têm freqüências predominantemente abaixo de 1 100 Hz e as consoantes acima de 1 500 Hz. É dos tipos de sistema de transmissão simultânea de telegrafia e telefonia o mais moderno, o melhor e o mais econômico.

\* Chefe de desenvolvimento do Departamento de Telecomunicações da Telefunken do Brasil S/A.

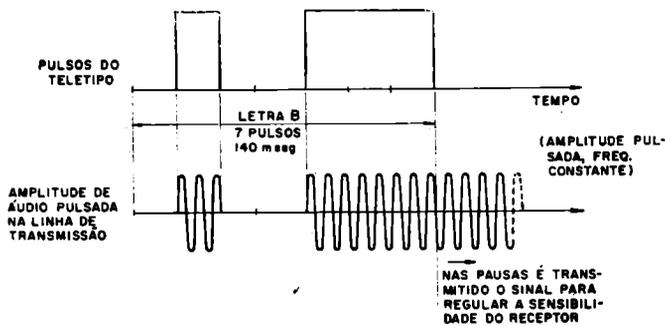


Figura 4

Multiplex telegráfico com FSK. Exemplo da transmissão da letra B.

Os sistemas modernos de multiplex telegráfico são basicamente diferentes dos acima citados, pois se destinam a ter o máximo de canais telex na faixa de voz, sem necessariamente haver a transmissão simultânea do canal de voz. Cada informação telegráfica "comanda" a transmissão de um oscilador de áudio, havendo tantos osciladores quanto o número de canais telegráficos. Estes osciladores — até 24 — têm as frequências separadas de 120 Hz e podem ser transmitidas velocidades telegráficas até 50 Baud em cada canal. Estas frequências são especificadas pelo CCITT e um dos grupos possíveis de frequências de áudio é formado pelos múltiplos ímpares de 60 Hz a partir de 420 Hz. A série de frequências é então 420, 540, 660, 780, 900, 1 020, 1 140, 1 260, 1 380, 1 500, 1 620, 1 740, 1 860, 1 980, 2 100, 2 200, 2 340, 2 460, 2 580, 2 700, 2 820, 2 940, 3 060 e 3 180 Hz. Este sistema exige 4 fios para os dois sentidos de transmissão — 2 fios para cada sentido e isolados (blindados) dos outros 2 fios no outro sentido, pois as frequências são repetidas nos dois sentidos e é necessário evitar-se os acoplamentos entre os dois pares de fios. Com apenas 2 fios pode-se transmitir até 12 canais em cada sentido, usando-se as 12 primeiras frequências num sentido e as 12 últimas no sentido contrário.

Existem 3 tipos de modulação para os canais telegráficos:

### 5.1 — Amplitude modulada A1.

Os osciladores são fechados ou abertos para a linha de transmissão, isto é, nesta há pulsos de frequências de áudio SIM e NÃO análogos aos pulsos cc do teletipo (fig. 3).

Neste caso de amplitude modulada temos operação do tipo corrente simples — pulsos SIM e NÃO. O grande problema é a regulação do receptor, pois nas pausas de transmissão nenhum sinal é transmitido e o receptor fica com a máxima sensibilidade — ausência de sinal para acionar o Controle Automático de Sensibilidade. Além disso, as variações do nível durante os pulsos telegráficos provocam variações da sensibilidade dos receptores. Por isto usa-se o princípio de "corrente de repouso", isto é, os pulsos SIM, ou ausência de transmissão, correspondem à condição de corrente na linha ou, no nosso caso, o sinal de áudio está presente nestes pulsos SIM ou nas pausas da transmissão. Isto é, pois, exatamente o caso apresentado na figura 3. Em alguns sistemas transmite-se um sinal piloto independente das informações telegráficas para regular a sensibilidade do receptor.

A distância entre canais te-

legráficos, como dado acima, é de 120 Hz para velocidade de até 50 Baud. Esta separação é de 170 Hz para 75 Baud e sistemas com fitas perfuradas — 100 Baud — exigem separação de 240 Hz, sendo possível, pois, até 12 canais telegráficos num canal de voz.

Somente se usa AM — no caso de telegrafia denominada A1 — em comunicações com boa relação sinal-ruído, pois, sendo esta inferior a 26 db (relação 20) a distorção é superior aos 10% tolerados pelo CCITT. Então, com desvanecimento, característica da transmissão em onda curta, o campo recebido é muito variável e tal tipo de transmissão telegráfica em A1 é absolutamente não confiável, resultando muitos erros nas mensagens recebidas pelo teletipo. Os sistemas A1 têm, pois, as desvantagens da modulação em corrente simples e são apenas usados em transmissão em linhas físicas para pequenas distâncias.

### 5.2 — Manipulação de deslocamento de frequência (Frequency Shift Keying — FSK).

Os osciladores trocam suas frequências ao ritmo do sinal telegráfico, isto é, na linha de transmissão há sempre pulsos de frequência de áudio correspondendo aos pulsos SIM uma frequência diferente da que corresponde aos pulsos NÃO. A figura 4 ilustra este caso de modulação que não tem os problemas negativos

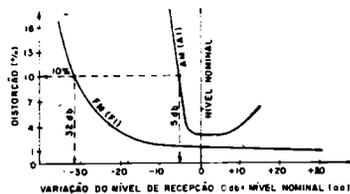


Figura 5

Distorção telegráfica em função do nível de recepção para sistema AM (A1) e FM (F1).

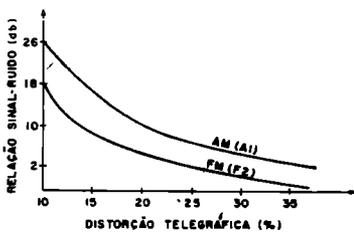


Figura 6

Distorção telegráfica em função da relação sinal-ruído na recepção para sistemas AM (A1) e FM (F1).

do A1 quanto à regulação do receptor, pois a amplitude do sinal é sempre constante, mas a variação brusca de frequência de transmissão provoca um grande espectro de frequência na transmissão — caso de FM modulada por pulsos. Neste tipo de modulação só é possível transmitir até 12 canais telegráficos por canal de voz, sendo pois anti-econômico, apesar de tecnicamente seguro.

### 5.3 — Frequência modulada F1.

Os osciladores respectivos dos canais telegráficos têm as frequências variáveis ao ritmo dos pulsos telegráficos, como no caso FSK, mas não sendo moduladas diretamente por estes pulsos — que resultaria em grande espectro de transmissão e, portanto, menos canais na faixa de voz — mas por um trem de “pulsos senoidais” resultantes daqueles através de filtros passa-baixas, que arredonda a subida dos pulsos, e filtro pas-

sa-altas que arredonda a descida. Assim consegue-se manter a grande confiabilidade do sistema FSK (FM com modulação pulsada) mas conservando a vantagem do sistema AM (A1) que é permitir até 24 canais com velocidade de 50 Baud num canal de voz. Usa-se desvio de frequência total de  $\pm 30$  Hz (separação entre a frequência mínima e máxima na transmissão de 60 Hz) e o espectro transmitido por não ter muitas harmônicas dispensa o uso de filtro na transmissão, o qual é necessário no caso de duplo tom (FSK). Devido ao estágio limitador usado antes do discriminador na recepção é o sistema F1 bastante mais insensível à variação de níveis de entrada — resultado do desvanecimento, por exemplo, em onda curta — do que os sistemas anteriores.

Para F1 com variação de nível de entrada do receptor menor que 32 db, a distorção é mantida menor que 10% — tolerada pelo CCITT. Em AM esta variação deve ser menor que 5 db, e a probabilidade de desvanecimentos de 5 db é da ordem de 20% do tempo, isto é, o sistema A1 ultrapassa a distorção tolerada em estatisticamente 20% do tempo, enquanto que F1 em apenas 1% do tempo (probabilidade de desvanecimento de 32 db). Veja figura 5.

O ruído e interferências prejudicam os sistemas A1 muito mais que F1. A distorção to-

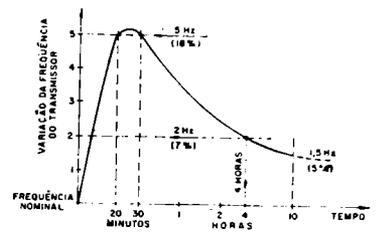


Figura 8

Variação da frequência do transmissor em função do tempo após variação brusca da temperatura ambiente de 20 para 40° C.

lerada de 10% é ultrapassada em sistemas A1 para relação sinal-ruído menor que 26 db. Ao contrário, F1 com 18 db ainda não distorce 10%, enquanto que em A1 com esta relação sinal-ruído de 18 db a distorção já é de 18%. Veja figura 6.

Outro aspecto importantíssimo nas comunicações Multiplex — múltiplos canais Telex — é a estabilidade de frequência dos geradores de áudio, que deve ser dentro de  $\pm 2$  Hz para temperatura entre 0 e 50° C. Esta especificação sendo satisfeita a distorção resultante é de 7%. Nos geradores de áudio esta estabilidade é relativamente fácil de ser alcançada, pois significa estabilidade de  $6 \times 10^{-4}$  ( $6 \times 10^{-4} \times 3 \text{ KHz} \approx 2 \text{ Hz}$ ) e isto é tecnicamente possível com os circuitos compensados com NTC, etc. O problema é muito mais difícil quanto à estabilidade das frequências de transmissão e recepção em onda curta, pois 2 Hz em 20 MHz por exemplo significa estabilidade de  $10^{-7}$  e isto já é tecnicamente difícil, mesmo com osciladores controlados a cristal, onde se consegue estabilidade de  $10^{-6}$ . Para transmissão em onda curta SSB ou ISB de multiplex telegráfico é necessário pois um sistema de controle automático de frequência (CAF) que melhora de pelo menos 10 a 100 vezes a estabilidade dos osciladores a cristal.

(Cont. na pág. 72)

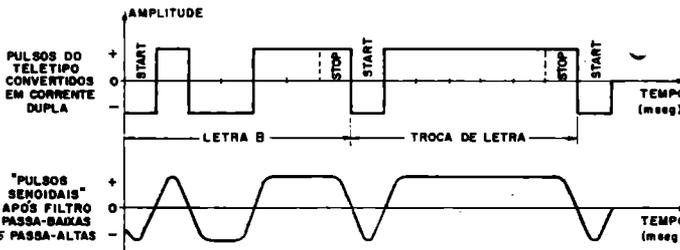


Figura 7

Trem de pulsos do teletipo e trem de “pulsos senoidais” que constituem a modulação do sistema F1.

# AS PILHAS SÊCAS

## 3ª Parte

Presumiu-se até aqui, que os tanques pudessem ser esgotados até ao fundo e, análogamente, que as baterias pudessem ser completamente esauridas. Na realidade, entretanto, uma bateria sêca não pode ser utilizada abaixo de uma tensão limite, para a qual o aparelho à ela ligado deixa de operar satisfatoriamente. Na analogia com a água, como ilustra a figura 8, temos os tubos de descarga com as saídas a um nível acima do fundo do tanque. A água, então, não continuará a fluir do tanque depois que seu nível tiver caído até êsse ponto. Podemos dizer que foi atingido, então, o "nível ou pressão de corte". Numa pilha ou bateria considera-se, pois, a

"tensão de corte". Verifica-se em baterias, e em tanques igualmente, que o efeito dêsse corte é independente do ritmo com que a corrente foi utilizada.

Se a pressão de corte em um tanque é elevada por posterior ajuste da saída final do tubo de descarga, decorre daí que menor quantidade de água poderá ser retirada e, portanto, maior porção permanecerá sem uso no tanque. Quanto mais baixo o corte, maior será a quantidade de água que pode ser retirada. Análogamente, em um circuito elétrico, quanto mais baixo o corte

correspondente ao aparelhamento que utiliza as pilhas, mais completamente poderão ser estas utilizadas. É de grande conveniência, pois, que as tensões de corte sejam tão baixas quanto possível, para que melhores resultados e economia sejam conseguidos das pilhas.

A partir do tanque fundo, à esquerda, na figura 9, mais água pode ser retirada até um dado ponto de corte do que no tanque à direita, o qual não é tão fundo. Isto se verifica apesar das capacidades ou volume dos 2 tanques serem os mesmos. Em outras

Esta série de artigos é uma gentileza da National Carbon do Brasil S/A. — Indústria e Comércio, fabricantes das renomadas pilhas

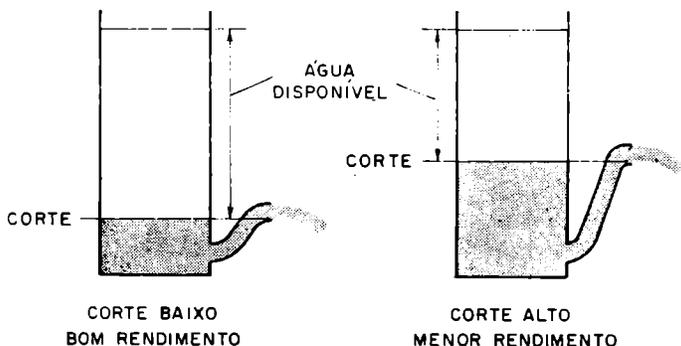


Figura 8

palavras, do tanque possuidor de maior pressão inicial, nós podemos retirar maior quantidade de água. Baterias sêcas podem ser análogamente dispostas, de forma que, com o mêmso número de pilhas, um tipo de disposição tenha maior tensão que a outra. As baterias representadas na figura 9 ilustram o que foi dito. A bateria da esquerda tem maior tensão por ter maior número de pilhas em série. Como no caso dos tanques, a bateria com maior tensão ou voltagem, libertará maior quantidade de energia até um dado corte. Nas baterias com tensão elevada, o corte por pilha em série será mais baixo.

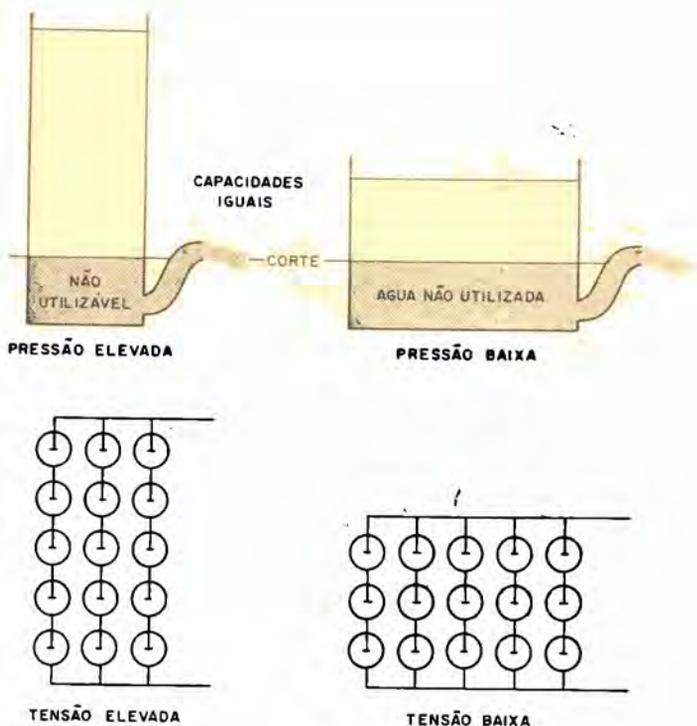


Figura 9

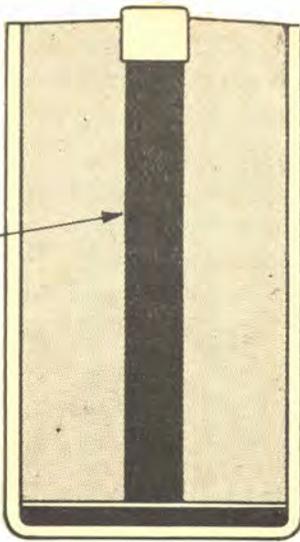
### Como uma pilha sêca produz eletricidade

A produção de eletricidade de origem química, em uma pilha sêca, não é tão misteriosa como se poderia pensar. A teoria de conversão de energia química em energia elétrica é complexa se considerada em seus detalhes; pode-se obter uma concepção prática do que ocorre em uma pilha sêca quando ela produz corrente, observando a série de ilustrações que se seguem, baseadas na constituição e no comportamento de uma pilha comum de lanterna.



O recipiente é um cilindro de zinco, o qual além de acondicionar os constituintes da pilha, é, ainda, um elemento vital na produção de eletricidade.

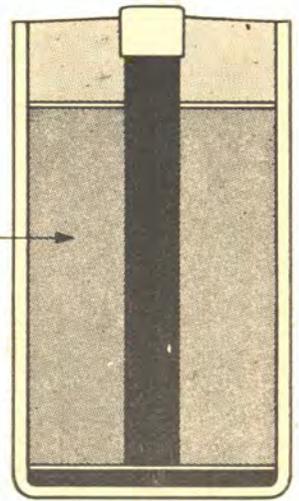
ELETRODO  
DE CARVÃO



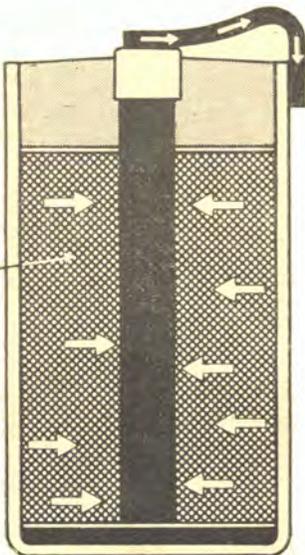
Um cilindro de carbônio, com um envoltório metálico numa das extremidades, situa-se no centro da pilha e constitui o eletrodo positivo, o qual coleta a corrente e a conduz para o circuito externo.

A corrente se origina da dissolução do zinco pela ação dos produtos químicos no eletrólito.

CAMADA  
DE PASTA  
ELETROLÍTICA



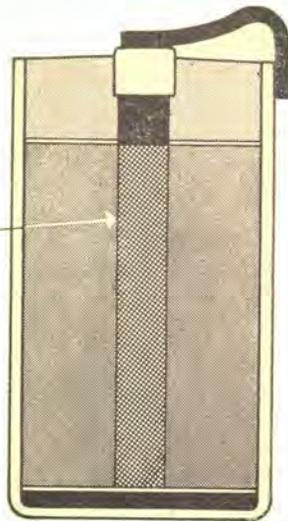
ÁTOMOS DE  
HIDROGÊNIO



Enquanto esta ação se processa, libertam-se átomos de hidrogênio. A corrente e os átomos de hidrogênio são atraídos para o cilindro central de carvão, o qual constitui o eletrodo positivo.

À medida que o eletrodo fica envolvido pelo hidrogênio, a pilha vai se “polarizando”, e a produção de eletricidade decresce para finalmente cessar. Isso deve ser evitado para que a pilha possa funcionar com regularidade.

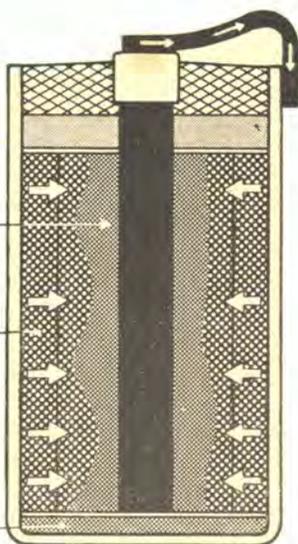
CILINDRO CENTRAL POLARIZADO COM ÁTOMOS DE HIDROGÊNIO



ÁTOMOS DE OXIGÊNIO

ÁTOMOS DE HIDROGÊNIO

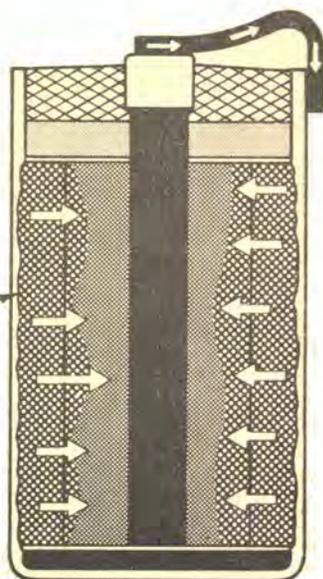
DIÓXIDO DE MANGANÊS



Portanto, uma “mistura despolarizante” contendo oxigênio — dióxido de manganês — é colocada na pilha, entre a camada de pasta eletrolítica e o eletrodo de carbono. Átomos de oxigênio, libertados pelo dióxido de manganês, combinam-se com os de hidrogênio, formando água: a pilha é, então “despolarizada” e continua a produzir corrente.

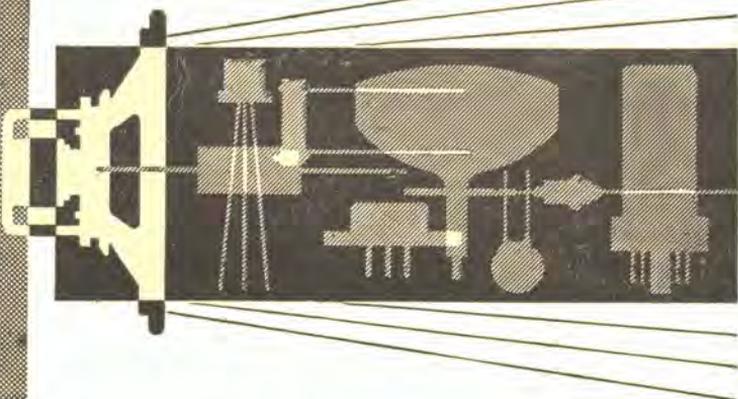
De um modo geral, quanto mais zinco, dióxido de manganês e produtos químicos eletrolíticos colocados em uma pilha, tanto maior será sua duração. Com o uso da pilha, o zinco torna-se mais delgado, e a interação entre o zinco e os produtos eletrolíticos dá origem a determinadas substâncias, cujo acúmulo tende a retardar a ação da pilha. Simultaneamente, o oxigênio disponível provindo do dióxido de manganês começa a se esgotar, tornando-se a despolarização cada vez menos efetiva.

ZINCO CONSUMIDO



(Cont. na pág. 78)

# NOTICIÁRIO INDUSTRIAL



**Conversor CA/CC** — O "Powermaker" converte a tensão de 12 ou 24 V, fornecida por baterias, em tensão alternada de 115 V, 60 Hz, 300 watts. O aparelho utiliza transistores e possui tomada universal para plugues de dois ou três pinos. Pode também ser fornecido em modelos que



operam com baterias de 24 volts e fornecem tensões alternadas de 400 Hz. Suas dimensões são de aproximadamente  $14 \times 15,5 \times 17,5$  cm e pesa cerca de 5,4 kg. É fabricado pela Topaz Inc. (USA).

**Alto-falantes para instrumentos musicais e alta-fidelidade** — A Novik S/A. Indústria e Comércio, Avenida Ipiranga, 1097 — 12.º andar conjunto 3, em São Paulo, tem obtido um êxito extraordinário

com a nova série de alto-falantes para instrumentos musicais e alta-fidelidade: PE e PES (super), os quais são fabricados em 8, 10 e 12". A sua aceitação foi unânime tanto em instrumentos musicais como em alta-fidelidade. A maioria dos violões eletrônicos (guitarras e contrabaixos), órgãos eletrônicos e aparelhos de alta-fidelidade, projetados e fabricados, de junho de 1966 até esta data, estão usando êstes modelos.

Características principais: copo de alta eficiência magnética, maciço, com 88 mm de diâmetro, repuchado de uma só vez em prensa de 150 toneladas.

Alto fluxo: 9 200 gauss PE e 10 300 gauss PE super.

Bobina móvel exclusiva com fôrma de alumínio de 39 mm que permite uma potência de até 20 watts de programa (8PE, 10PE e 12PE — 15 watts; 8PES, 10PES e 12PES — 20 watts). O importante é que resistem a trabalho contínuo e pesado, como no caso dos instrumentos musicais.

A suspensão e cone são flexíveis, com baixa ressonância e boa movimentação do cone para máxima reprodução das baixas-freqüências: 50 — 5 000 Hz, no caso dos PE, e 50 — 10 000 Hz, para os PESuper, para uso em contrabaixo e alta-fidelidade. Para guitarra,

suspensão e cone são mais rígidos, dando o som ideal: alto e claro.

Tendo resposta até, ou além de 5 000 Hz, dão excelente resposta em alta-fidelidade (amplificadores) com adição de "tweeter" NT1F. Os tipos PES podem prescindir do uso de "tweeter" em muitos casos.

O nível de saída de som (eficiência acústica) é de até o dôbro do de alto-falantes similares, requerendo assim amplificadores menores para o mesmo volume de som, ou dando mais som com o mesmo amplificador.

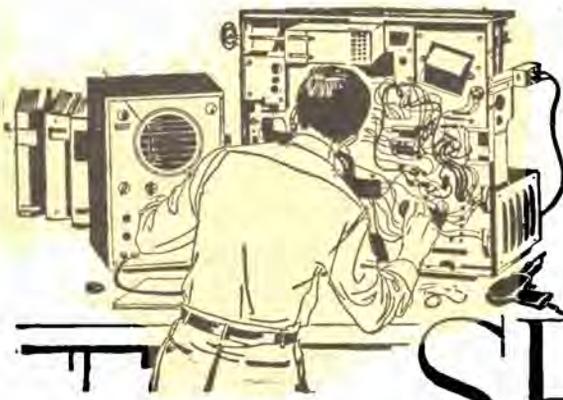
Boas características de sobrecarga, sem batimentos, roncões ou outros sons desagradáveis.

Impedância padrão: 8 ohms.

Importante notar, não obstante estas características destacadas que tornam a linha PE e PES excelente reprodutora de alta-fidelidade e instrumentos musicais, seus preços são módicos, permitindo seu uso nos mais diferentes projetos industriais.

As principais fábricas de instrumentos musicais que adotaram a linha PE e PES são: Alex, Gianini, Phelpa (violões eletrônicos) e Diatron órgão eletrônico. Alta-fidelidade: Tonbras, Philco, Delta, Semp, etc.

# Bancada de SERVIÇO



## Alarme contra roubos de automóveis

Aqui está um dispositivo simples, mas que funciona ôtimamente como alarme contra roubo de automóveis.

Uma vez instalado o alarme passará a ser comandado pelos interruptores das portas (que comandam a luz do teto). Uma vez aberta a porta o RCS é disparado e, mesmo que se feche novamente a porta, a buzina continuará tocando e o único meio de silenciá-la será por meio do interruptor S1. Este interruptor deverá ser colocado de tal maneira que possa ser acionado do lado de fora do veículo, pois, do contrário, seria impossível entrar-se no carro sem que o alarme funcione.

Ao sair do carro fecha-se as portas e, a seguir, liga-se S1;

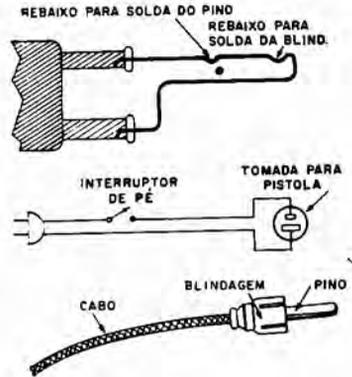
ao voltar, desliga-se S1 antes de entrar.

Este dispositivo é para ser utilizado em veículos que tenham o negativo da bateria ligado à massa. O retificador controlado de silício (GE-X3) deverá ser montado numa placa dissipadora, de cobre ou alumínio de 2 mm de espessura, medindo cerca de 7,5 x 7,5 cm.

(Do "Electronics Components Hobby Manual" — General Electric).

## Soldador especial para plugues RCA

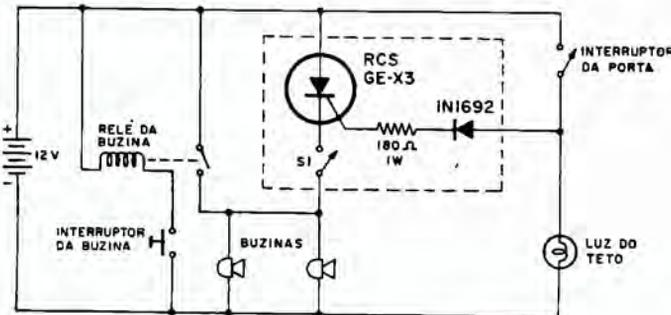
Quando se tem necessidade de soldar diversos plugues RCA, pode-se ganhar muito tempo, e fazer um serviço "limpo", utilizando o sistema que vamos descrever. Deve-se dispor de uma pistola de sol-



dar de 250 watts e adapta-se a ela uma nova ponta, feita de fio de cobre nº 10, cuja forma é mostrada na figura abaixo. Deve-se manter o interruptor do soldador ligado (prendendo-o por meio de fita adesiva, etc.) sendo o controle feito por meio de um interruptor comandado pelo pé: dessa maneira, com a pistola presa na bancada, temos ambas as mãos livres para fazer o serviço.

Para efetuar a solda devemos acionar o interruptor com o pé e efetuar primeiramente a blindagem à carcaça do plugue; a seguir colocamos o pino central no rebaixo menor e soldamos o condutor central. Uma escôva de aço ajudará a retirar o excesso de solda, dando um bom aspecto ao serviço.

(Steve P. Dow)



# NOVAS VÁLVULAS E SEMICONDUTORES

Dada a grande aceitação dos diodos de germânio OA70, OA79 e OA85, e levando em consideração a tendência à miniaturização que tem caracterizado os mais recentes desenvolvimentos da eletrônica, a IBRAPE acaba de lançar

Suas dimensões são extremamente reduzidas (7,6 mm de comprimento x 2,5 mm de diâmetro, contra 12,7 mm x 5 mm dos tipos atuais), permitindo a utilização dos mesmos em circuitos compactos, sendo especialmente indicados

atuais, o que permite, na maioria dos casos, substituições diretas sem modificação no circuito.

O tipo AA119 também é fornecido em pares casados (2 AA119), da mesma ma-

MINIATURA	NORMAL	APLICAÇÃO
OA90	OA70	Detector de vídeo (TV)
OA95	OA85	Comparador de fase (TV)
AA119	OA79	Detector de AM (Rádio)
2 AA119	2 OA79	Discriminador FM (Rádio e TV)

três novos diodos de germânio (tipo miniatura), AA119, OA90 e OA95, especialmente destinados a circuitos detectores de vídeo, de AM, de FM e comparadores de fase.

para montagem dentro de blindagem de bobinas detectoras.

Os novos diodos apresentam características elétricas idênticas às dos respectivos tipos

neira como o OA79 (2 OA79).

A introdução dos novos diodos não implicará na retirada dos tipos atualmente constantes da linha preferencial da IBRAPE.

TIPO	VALORES MÁXIMOS		TIPO
OA90	$-V_D = 20 \text{ V}$ $I_D = 50 \text{ mA}$	$-V_D = 15 \text{ V}$ $I_D = 30 \text{ mA}$	OA70
OA95	$-V_D = 90 \text{ V}$ $I_D = 50 \text{ mA}$	$-V_D = 90 \text{ V}$ $I_D = 50 \text{ mA}$	OA85
AA119	$-V_D = 30 \text{ V}$ $I_D = 35 \text{ mA}$	$-V_D = 30 \text{ V}$ $I_D = 35 \text{ mA}$	OA79

A Revista Monitor de Rádio e Televisão mantém seus leitores em dia com o desenvolvimento da eletrônica. Recomenda-a a seus colegas.

# UM VERSÁTIL RELÊ OPERADO PELA LUZ

Brasiluso Ramos Fernandes \*

Um assunto que sempre desperta o interesse dos leitores é o que se refere a dispositivos de comando automático, alarma, etc. Vários tipos de relês operados pela luz têm sido apresentados pela imprensa especializada, para aplicações gerais ou especiais, muitos deles eficientes e seguros, mas geralmente empregando válvulas ou transistores, o que

Analisando-se o diagrama esquemático da figura 1 depara-se com a primeira vantagem: nosso relê não utiliza componentes ativos (válvulas ou transistores); isso lhe confere maior economia e confiabilidade de operação. Em segundo lugar, o circuito é extremamente simples e os componentes são facilmente encontrados no comércio es-

ma, usamos um filtro em "pi" para a filtragem da C.A. retificada por D1. Preferimos este arranjo porque proporciona uma corrente contínua isenta de ondulação ("ripple") apreciável, eliminando qualquer possibilidade de vibração do relê e limitando a potência aplicada ao LDR (no caso de utilizarmos menos filtragem, haveria no LDR uma

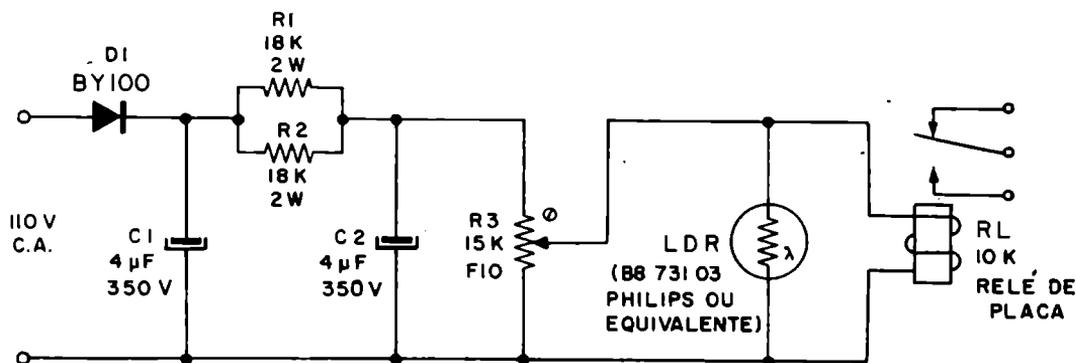


Figura 1

Diagrama esquemático completo do relê operado pela luz.

os torna relativamente onerosos não somente quanto ao custo inicial mas também quanto ao custo operacional e de manutenção.

A fim de contornar esses inconvenientes projetamos um "relê operado pela luz" que, embora não tenha a pretensão de ser "perfeito", apresenta inúmeras vantagens, como veremos a seguir.

pecializado. Outra característica interessante deste aparelho é que, apesar de não utilizar transformador de força, poderá ser utilizado tanto em 110 como em 220 volts, bastando, para tanto, simplesmente trocar as posições de R1 e R2 — para 110 V ligados em paralelo (como mostra a figura 1), enquanto que para 220 V são ligados em série. Conforme se vê no diagrama

componente de C.A., sobreposta à C.C., que poderia ultrapassar sua especificação de potência, que é de 0,2 W).

A C.C. obtida na junção de C2 com o potenciômetro R3 é aplicada ao divisor de corrente formado por R3, o LDR

\* Do Laboratório da Continental Rádio e Televisão S/A..

e o relê RL. Sob iluminação, a resistência do LDR é suficientemente baixa para consumir a maior parte da corrente, mantendo assim o relê aberto. Ao ser interrompido o feixe luminoso, a resistência do LDR aumenta até tornar-se muito mais alta do que a do relê, permitindo então que a maior parte da corrente passe por este último, fechando-o. O potenciômetro R3 permite ajustar a sensibilidade do aparelho para diferentes níveis de iluminação do LDR. Normalmente uma lâmpada de 5 W, à distância de 1 a 2 metros é suficiente para operar o aparelho. Para distâncias maiores deve-se usar uma fonte de luz mais intensa.

### Montagem

O aparelho deve ser montado dentro de uma caixa isolada, pois está ligado diretamente à rede. A saída do relê pode ser feita através de terminais isolados do tipo para alto-falante, de fenolite ou de plástico. O LDR deve ser montado dentro de um tubo de papelão preto, de maneira que só receba a iluminação de controle, como mostra a figura 2.

Este tubo pode ser montado na própria caixa do relê, ou separado dela, se for mais conveniente. Quanto ao resto, a montagem é simples e pode ser adotada a disposição que melhor convier. Como já foi dito, no caso de se usar o aparelho em 220 volts, R1 e R2 deverão ser ligadas em série.

Na nossa montagem utilizamos em C1 e C2, respectivamente, 4  $\mu\text{F}$  x 350 V e 4  $\mu\text{F}$  x 150. Poderão, entretanto, ser usados outros eletrolíticos, simples ou duplos, de 8  $\mu\text{F}$  x 350 V ou mesmo 16  $\mu\text{F}$  x 350 V. O diodo D1 deverá suportar uma tensão inversa de pico de, no mínimo, 700 V;

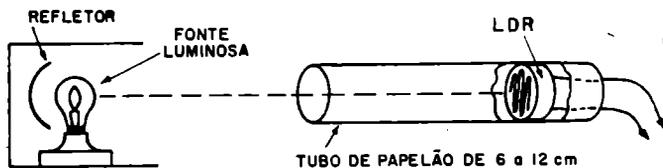


Figura 2

### Maneira de instalar o LDR.

são indicados os diodos BY100, BY126, ou equivalentes.

Quanto ao relê RL, trata-se de um relê comum de placa, com bobina de 10 000 ohms. O número de contatos depende da aplicação do aparelho, como veremos a seguir.

### Aplicações

Nas aplicações deste aparelho devemos nos lembrar de que, estando o LDR sob iluminação, o relê permanece "aberto", e é "fechado" (energizado) quando a iluminação é cortada. Poder-se-á então usar em RL um relê de um único pólo normalmente aberto para aplicações comuns em que ele atuará como interruptor simples, ou então de dois contatos reversíveis, o que dará maior versatilidade ao aparelho, pois terá então duas possibilidades de ligar e desligar o equipamento sob controle.

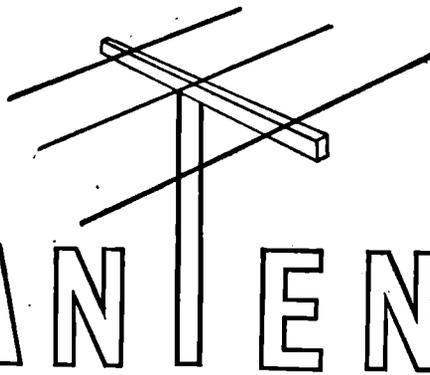
O relê poderá funcionar como alarma, fazendo-o acionar uma campainha ou sireia; como registrador de passagem de pessoas por uma porta, fazendo-o atuar um contador eletromagnético, etc.

As aplicações são inúmeras, mas uma das mais interessantes é como interruptor automático, isto é, para acender uma lâmpada ao anoitecer e apagá-la ao amanhecer (lâmpada da varanda, por exemplo). Para isto, instala-se o LDR em local que seja bem atingido pela luz do dia

(mas não diretamente pela luz do sol) e liga-se os contatos do relê em paralelo com o interruptor normal da lâmpada. Ajusta-se então o potenciômetro R3 para que a lâmpada acenda ao anoitecer e apague com a luz do dia. Este ajuste poderá requerer um pouco de paciência, pois talvez seja necessário retocá-lo durante alguns dias. Deve-se tomar a precaução de não deixar o LDR ser atingido pela luz da lâmpada que está controlando, caso contrário poderíamos ter um "oscilador luminoso", isto é, ao escurecer a lâmpada acenderia; sua luz, por sua vez, faria atuar novamente o relê e ela se apagaria. A ausência de luz novamente atuaria o relê, acendendo a lâmpada, e assim por diante... Só esta aplicação poderá sugerir inúmeras outras, as quais serão limitadas apenas pela engenhosidade do leitor.

## Leia e Assine Revista Monitor de Rádio e Televisão

A revista de maior  
circulação no Brasil.



# AS ANTENAS

## 5ª Parte

Eng. Cláudio Victor Donato \*

### 8.8 — Linhas balanceadas e desbalanceadas

Encontramos, na prática, dois tipos fundamentais de linhas de transmissão, a linha bifilar e a linha coaxial, como já foi frizado anteriormente. Mostraremos aqui as distinções mais importantes para o uso prático dessas linhas.

Dizemos que uma linha de transmissão é balanceada quando suas ligações com a terra não transportam corrente, ao passo que uma linha é dita desbalanceada quando forçosamente ela tem conexão com a terra que transporta corrente. Como terra podemos subentender qualquer blindagem, envoltória ou não da linha, ou a própria superfície da terra.

O uso de uma linha balanceada implica na não circulação de corrente por dentro ou por fora desta blindagem, como é o caso da linha bifilar que transporta correntes de sentidos opostos nos seus condutores. Se a linha bifilar fôsse blindada, ou seja, os dois condutores que transportam corrente fôssem cobertos por um outro condutor e este condutor ligado à massa, ou terra, não haveria circulação de corrente por este condutor e, conseqüentemente, pela terra.

Um sistema desbalanceado é aquele geralmente constituído de um condutor e uma blindagem, ou de um condutor e a terra, sendo esta última usada como retorno de corrente. Um cabo coaxial comum é, portanto, uma linha desbalanceada.

As linhas balanceadas têm limitação de uso em altas freqüências devido a início de perda por irradiação, ao passo que linhas blindadas ou coaxiais já não têm esta restrição, quando corretamente empregadas.

Devido a estes fatos uma linha balanceada

deverá alimentar uma carga balanceada e uma linha desbalanceada, carga desbalanceada.

Um dipolo simples, por exemplo, é balanceado, pois, como já vimos, as correntes em seus ramos são iguais e em sentidos opostos, ao passo que uma antena tipo "ground-plane" é tipicamente desbalanceada, pois usa seu plano de terra como retorno de corrente.

### 8.9 — Os "baluns"

Muitas vezes, na vida prática, teremos que alimentar cargas balanceadas (dipolos, Yagis, "corner's", etc.) com linhas balanceadas, e o faremos a contragosto, pois, como já sabemos, este tipo de linha é muito sujeito a interferências externas e tem vida útil curta, como é o caso das fitas de polietileno quando expostas à intempérie, sendo baixa, portanto, a confiabilidade da ligação. Mais importante é o fato de sua impedância característica variar muito com a proximidade da linha do solo ou de paredes. Para que possamos ultrapassar este problema e usar cabo coaxial para alimentar a carga, usamos um sistema que transforma a carga balanceada em desbalanceada (ou vice-versa), sendo apta então para ser alimentada com cabo coaxial. Ao sistema que efetua esta transformação denominaremos de "BALUN" (BALanced-UNbalanced). Os "baluns" podem ser construídos com linhas em altas freqüências ou com transformadores em baixas freqüências, como mostra a figura 1.

É importante frizarmos que o uso de linhas balanceadas com cargas desbalanceadas (ou vice-versa) implica, no caso de um sistema de

\* Da Televisão Excelsior S/A. — Canal 9 — São Paulo.

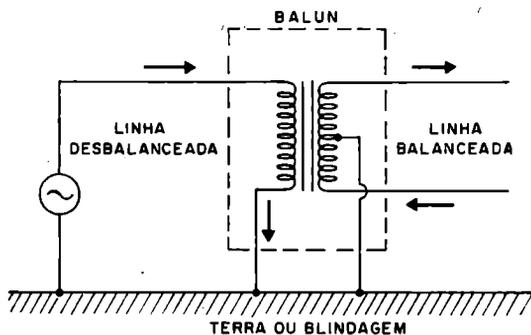


Figura 1

"Balun" executado com transformador.

transmissão, na irradiação apreciável de energia pela linha, modificando sensivelmente o diagrama de irradiação; no caso de recepção de sinais implicará no fato de não somente a antena receber sinal, mas também o cabo de alimentação, resultando recepção com ruídos, fantasmas, etc.

### 8.9-a — O "balun" de $\lambda/4$

Vejamos o que acontece quando ligamos um cabo coaxial a um dipolo, ou seja, o condutor central a um dos braços e a malha ao outro braço.

A malha impedirá a irradiação de energia por parte do condutor central, devido ao efeito de blindagem, mas na malha em si teremos o aparecimento de duas correntes circulando uma pela superfície interna da malha e a outra pela superfície externa, causando esta a irradiação de energia e que queremos eliminar.

Se colocarmos um tubo de  $\lambda/4$  como esquematizado na figura 2-a, este condutor, juntamente com a malha externa do coaxial, formarão uma outra linha coaxial. Se colocarmos em curto a extremidade inferior do tubo com a malha do coaxial, teremos refletido na altura do dipolo uma impedância infinita, o que equivale a dizer que não circulará corrente alguma por este novo coaxial, ou "balun" assim construído e, conseqüentemente, não teremos circulação de corrente pela malha externa do coaxial.

A corrente  $I_0$  que tenderia a circular pela malha externa depara, nos braços do dipolo, com uma impedância infinita, fazendo então retôrno pela malha interna que é o caminho mais fácil. O mesmo princípio básico é usado no "balun" da figura 2-b, sendo porém neste caso constituído de um trecho de linha bifilar de  $\lambda/4$  em curto, que, na prática, é construída prolongando-se o tubo do dipolo e fazendo-se o curto a  $\lambda/4$  no caso de antenas para frequências relativamente altas. Este tipo, em geral, é o

mais utilizado devido à sua praticidade. Este tipo de "balun", quando bem construído e cortado, não altera em nada a impedância do dipolo ou antena associada. Cumpre-se notar ainda que, no caso da figura 2-b, utiliza-se um dos ramos do transformador como condutor externo do coaxial de alimentação, sendo a malha deste soldada na altura do curto e o condutor central conduzido com a isolação por dentro deste ramo e soldada ao outro ramo na altura do dipolo. Quando este tipo de montagem não fôr exequível, quer por termos a antena em frequências muito baixas, ou por dificuldades mecânicas, podemos nos utilizar da montagem esquematizada na figura 3. O "balun" de  $\lambda/4$  pode ser construído com dois fios paralelos suportados por isoladores, não importando muito a distância entre eles, pois a variação desta distância implicaria em variação da impedância da linha, mas como esta é de  $\lambda/4$  em curto, qualquer que seja a sua impedância o curto refletir-se-á como impedância infinita. Poder-se-ia utilizar também linha de 300 ohms de polietileno, sendo aqui o único problema a sua exposição à intempérie.

### 8.9-b — O "balun" transformador de $\lambda/2$

Usando-se convenientemente as propriedades dos trechos de linha de  $\lambda/2$ , pode-se construir um "balun" que, além de equilibrar as correntes, oferecerá as vantagens de uma transformação de impedância. Tal "balun" é esquematizado na figura 4.

Seja  $I_0$  a corrente que circula pelo condutor interno do coaxial; ao chegar em A esta corrente se divide igualmente em  $I_0/2$ , como esquematizado, indo metade para um dos ramos da linha (ou carga) balanceada e o outro para o coaxial de  $\lambda/2$  elétricos. Como já sabemos um trecho de linha de  $\lambda/2$  irá defazer a corrente de  $180^\circ$  na sua extremidade; em relação à corrente que nela está entrando a  $\lambda/2$  antes. Dêsse

(Cont. na pág. 69)

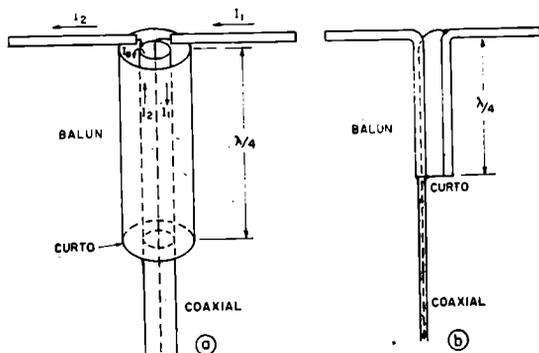


Figura 2

"Baluns" de quarto de onda: a) coaxial; b) bifilar.

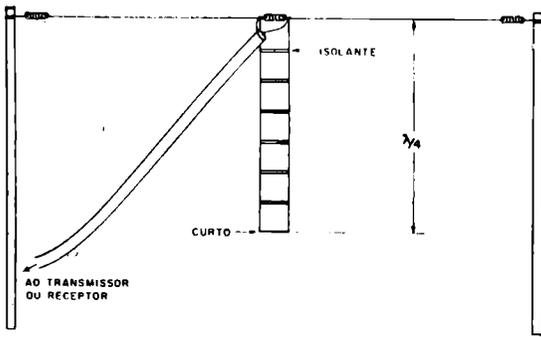


Figura 3

Montagem prática de "balun" de  $\lambda/4$  para antenas de frequências baixas.

modo a corrente no ponto B terá o sentido mostrado na figura, sendo defazada de  $180^\circ$  em relação ao ponto A. Dêste modo temos equilíbrio perfeito das correntes em nossa linha (ou carga) desbalanceada. Como sabemos, tôda a vez que dividimos uma corrente por dois é sinal que a impedância oferecida foi multiplicada por 4. Vejamos isto de um modo prático.

A potência que o gerador fornece ao coaxial é  $P = I_o^2 Z_1$ .

A potência que a carga absorve é

$$P = \left(\frac{I_o}{2}\right)^2 Z_2 = I_o^2 \frac{Z_2}{4}$$

Como as duas potências têm que ser neces-

sariamente iguais chegamos à conclusão de que  $Z_2 = 4Z_1$ .

O comprimento do "balun" deverá ser multiplicado por 0,66 a fim de levarmos em conta o seu fator de velocidade.

Com êste tipo de "balun" podemos adaptar facilmente antenas, ou linhas de TV, de 300 ohms, a cabos coaxiais de 75 ohms ( $300 = 4 \times 75$ ).

### 8.10 — Perdas em linhas de transmissão

Tôda a vez que formos utilizar uma linha de transmissão cujo comprimento, de um modo geral, ultrapasse alguns comprimentos de onda, devemos nos deter para examinar o problema das perdas. Estas perdas são devidas principalmente ao dielétrico e resistências ôhmicas existentes nos condutores e entre os condutores. Na tabela 1 damos os valores de atenuação para várias frequências para os cabos mais utilizados na prática.

Sempre que usamos uma linha muito comprida, para alimentarmos uma antena, por exemplo, e se as perdas na linha foram mensuráveis, teremos indicação incorreta de casamento do nosso transmissor com a linha. Isto significa que se medirmos o coeficiente de onda estacionária na entrada da linha êle não corresponderá ao coeficiente de onda estacionária real nos bornes da antena ou carga.

Se jogarmos uma certa potência P na linha, e esta tiver perdas, uma fração dela chegará

TABELA 1

TIPO DE LINHA	Zo (ohms)	FATOR DE VELOCIDADE V	ATENUAÇÃO EM DB/30 m FREQUÊNCIA EM MEGAHERTZ								
			3,5	7	14	21	28	50	144	220	420
RG 8/U	52	0,66	0,30	0,45	0,66	0,83	0,98	1,35	2,5	3,3	4,8
RG 58/U	53,5	0,66	0,68	1,0	1,5	1,9	2,2	3,1	5,7	7,2	10,4
RG 11/U	75	0,66	0,38	0,55	0,80	0,98	1,15	1,55	2,8	3,4	4,9
RG 59/U	73	0,66	0,64	0,90	1,3	1,6	1,8	2,4	4,2	5,2	7,2
FITA PARA TV	300	0,82	0,18	0,28	0,41	0,52	0,60	0,85	1,55	1,9	2,8

Características das linhas mais utilizadas na prática.

à carga e, caso haja algum descasamento, a potência refletida também chegará atenuada ao nosso medidor, fazendo com que haja uma leitura de estacionária menor do que a real. Na figura 5 damos um ábaco, que nos permite saber qual o coeficiente de onda estacionária (S.W.R. = Standing wave ratio) na carga a partir das perdas na linha e do S.W.R. medido na entrada da linha.

**EXEMPLO:**

Estamos usando um cabo de 60 m de comprimento, tipo RG 58/U, em 144 MHz, para alimentar uma antena, e medimos na entrada do cabo um coeficiente de onda estacionária de 1.1; queremos saber qual o valor de S.W.R. na entrada da antena. Pela tabela 1 vemos que nessa frequência o RG 58/U apresenta uma atenuação de 5,7 db/30 m.

$$\text{Atenuação total do cabo} = \frac{5,7}{30} \times 60 = 11,4 \text{ db.}$$

Entrando com este valor e com o S.W.R. na entrada da linha no ábaco da figura 5, vamos encontrar S.W.R. = 5 na carga, o que nos mostra claramente a razoável diferença entre os S.W.R.'s na carga e na entrada de uma linha quando as perdas são grandes nos cabos.

O ábaco da figura 5 serve ainda para nos auxiliar na determinação exata das perdas em um cabo de características desconhecidas.

Para tanto medimos o S.W.R. na entrada da

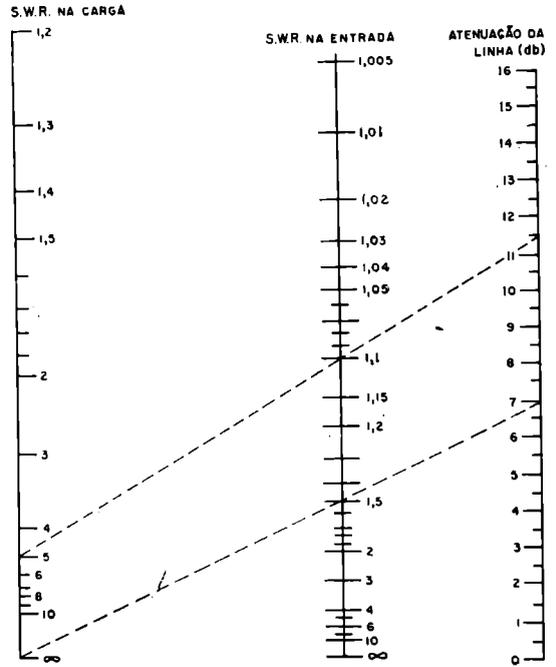


Figura 5

Relação entre coeficiente de onda estacionária na carga e na entrada da linha, com atenuação da linha.

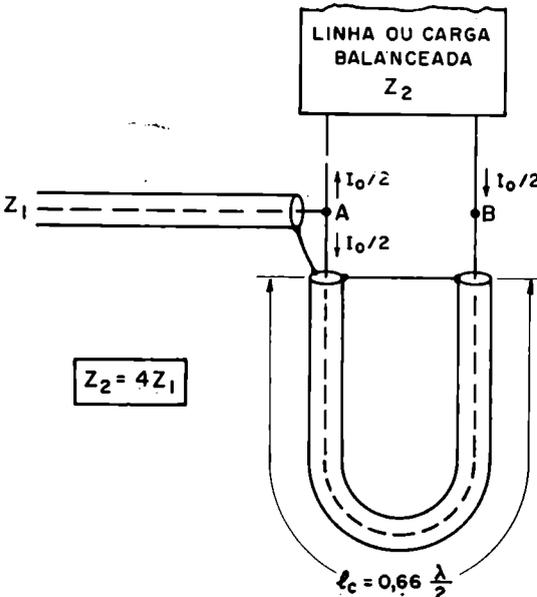


Figura 4

“Balun” transformador de meia onda.

**ELETRÔNICA**

Semicondutores

Ignitrons — Thyratrons

Vidicons — foto-diodos

S.C.R. — Foto-multiplicadoras

**CASA SOTTO-MAYOR S/A.**

COMERCIAL IMPORTADORA

**ELETRICIDADE**

Relês

Baterias

Instrumentos

Chaves magnéticas

Matriz

Filial

R. Líbero Badaró, 645

Al. B. de Piracicaba, 42/46

Fones: 35-1270 - 36-3166

Fones: 51-1424 - 51-1901

C.P. 6754 - São Paulo

(A 100m da Est. Rodoviária)

Enderêço telegráfico “Sotomaior”

linha, com a extremidade que vai à carga curto-circuitada. Como sabemos, em uma linha tendo como carga um curto, nesse ponto o coeficiente de onda estacionária é infinito. Basta então traçarmos a reta que parte de S.W.R. = ∞ na carga, passando pelo valor medido do S.W.R. na entrada da linha para determinarmos a sua atenuação total em db.

**Exemplo:** medimos S.W.R. = 1,5 na entrada de um cabo cuja extremidade está curto-circuitada e queremos saber a sua atenuação total.

Traçando-se a reta que parte de S.W.R. = ∞ na carga e passando por S.W.R. = 1,5 na entrada da linha, vamos encontrar uma perda de aproximadamente 7 db para o cabo operando na frequência de teste.

## AMPLIFICADOR SISMOGRAFICO

(Cont. da pág. 29)

R30 (2) — 56 K  
 R31 (2) — 47 K  
 R35 — ver texto  
 R36, R37 — 470 ohms  
 R43 — potenciômetro, 1 K  
 R44, R45 — 1K8  
 R46, R47 — 1M  
 R41, R42, R48, R51, R60 — 10 K  
 R49, R50, R52, R53 — 1 K  
 R54, R55 — 100 ohms  
 R58 — potenciômetro, 100 K

**Condensadores**  
 C1 — 2 x 1 000 μF, 35 V; eletrolítico duplo  
 C2, C3, C4, C5 — 0,01 μF, papel ou cerâmico, 100 V ou mais

C6 — 5 μF, 6 V ou mais, eletrolítico  
 C7, C8, C11, C12 — 33 μF, 10 V, tântalo, eletrolítico  
 C9, C10, C13, C14 — 1 μF, papel ou cerâmico, 10 V ou mais  
 C15, C16 — 50 μF, 10 V, tântalo, eletrolítico

### Diversos

T — primário 117 V, secundário 37 V, C.T., 35 mA  
 J1, J2, J3, J4, J5, J6, J7 — tomada tipo jaque  
 F — fusível 100 mA e suporte  
 DL — lâmpada néon de dial com resistor (opcional)  
 D1, D2 — retificadores de silício 1N2069 ou equivalentes

D3, D4 — diodo Zener 1N763 ou equivalente; 7 V, ± 20%, 250 mW  
 Q1 — transistor 2N1303 PNP, germânio  
 Q2 — transistor 2N696, silício  
 Q3, Q4, Q7, Q8, Q11, Q12, Q14, Q16 — transistor 2N1304 NPN, germânio  
 Q5, Q6, Q9, Q10, Q13, Q15 — transistor 2N3391-A, NPN, silício, tipo planar  
 S1 — chave rotativa de 4 pólos, 5 posições, duas seções  
 S2 — chave rotativa de 2 pólos (2 seções), 11 posições.  
 S3 — chave de alavanca monopolar simples.

# INSTRUMENTOS de CONFIANÇA



## INSTRUMENTOS PEQUENOS PARA EMBUTIR

DOIS MODELOS A SUA ESCOLHA

**QUADRADO:** 60 mm de lado da base, 52,5 mm de diâmetro do corpo.  
**REDONDO:** 64,5 mm de diâmetro da base, 52,5 mm de diâmetro do corpo

Estes instrumentos KRON são do tipo ferro - móvel, podendo ser usados para leituras em corrente contínua ou alternada.



**VOLTIMETROS** — com escalas até 600 volts  
**MILIAMPÉMETROS** — com escalas a partir de 3 mA

**AMPERÍMETROS** com escalas até 50 Amp.  
**VOLTIMETROS** — especiais para reguladores de voltagem

## K R O N INSTRUMENTOS ELÉTRICOS S. A.

Fábrica e Escritório: Alam. das Maracatins, 1232 — Indianópolis  
 Correspondência: Caixa Postal 5306 — Tel.: 61-4858 — S. Paulo, 21

# O GRILO FALANTE

(Cont. da pág. 38)

convenientemente reduzido, se enrolarmos mais, ou menos, o rabicho de antena, o que manobrará a captação de sinal. Com um pouco de bom-senso e ponderação, será obtida uma excelente calibração.

A fim de facilitar uma comprovação dos diversos pontos do circuito, pelo menos para os que possuírem um multimetro, incluímos no diagrama geral as tensões medidas nos pontos mais necessários.

O desempenho final do aparelhinho foi verificado na noite de 4 de janeiro de 1967, entre 20,00 e 21,00 horas, quando pudemos ouvir as estações anotadas na lista n° 2. Sômente as estações cujos prefixos e nomes foram claramente declarados é que foram incluídas nesta lista.

\* \* \*

(O autor agradece a colaboração das firmas "Produtos Elétricos Willkason S/A" e da "Vicmar Indústria e Comércio de Eletrônica", que tornaram possível a execução prática do projeto).

—oOo—

## Lista n° 1

(Estações recebidas durante o dia)

N°	Freqüência	Nome
1	540	9 de Julho
2	580	Atlântica (Santos)
3	620	Pan-Americana
4	670	Excelsior

5	700	Eldorado
6	730	Santo Amaro
7	780	Marconi
8	840	Bandeirantes
9	890	Gazeta
10	960	Difusora
11	1 000	Record
12	1 040	Tupi
13	1 100	Nacional
14	1 130	Cometa
15	1 200	Piratininga
16	1 260	São Paulo
17	1 300	Cultura
18	1 330	Cacique (São Caetano)
19	1 380	Industrial
20	1 410	América
21	1 460	Dif. de Guarulhos (Guarulhos)
22	1 490	Club (Santo André)
23	1 520	Marabá (Mogi das Cruzes)
24	1530	Independência (São Bernardo)
25	1 590	ABC (Santo André)

## Lista n° 2

(Estações recebidas à noite)

N°	Freqüência	Nome
1	860	Mundial (R. de Janeiro)
2	940	Jornal do Brasil "
3	980	Nacional "
4	1 180	Globo "
5	1 280	Tupi "
6	1 310	Rio de Janeiro "
7	1 350	Guarani (Belo Horizonte)
8	1 360	Guanabara (Rio de Janeiro)
9	1 400	Roque Pinto "
10	1 430	Vera Cruz "

## SISTEMA TELEX

(Cont. da pág. 53)

Em sistemas SSB ou ISB a portadora introduzida nos receptores é sincronizada pela amostra de portadora transmitida e a diferença entre estas deve ser menor que  $\pm 2$  Hz, o que torna necessário no sistema os circuitos CAF.

Para memorização, repetimos que instabilidade de freqüência — seja dos osciladores de áudio ou de radiofreqüência — produz distorção nos sinais telegráficos da ordem de 3,5% para cada Hertz. Neste sentido deve ser muito bem compreendida e muito bem especificada a estabilidade do transmissor, etc. Por exemplo, com uma variação brusca de

temperatura de 20 para 40° C — possível em países tropicais — mediu-se a freqüência de um transmissor, conforme ilustrado na figura 8. Considerando a freqüência em 20° C como nominal do transmissor verifica-se que após algumas horas, a partir do instante da brusca mudança de temperatura, a freqüência final do transmissor é apenas 1,5 Hz diferente da nominal. Poder-se-ia então concluir que este transmissor usado para transmissão de multiplex telegráfico não produziria distorções maiores que 5%, mesmo com temperaturas de 40° C. Mas a importância da boa interpretação dos resultados ilustrados na figura 8 fica

evidente: durante aproximadamente 4 horas, após mudança brusca de 20° C na temperatura ambiente, o desvio de freqüência é superior a 2 Hz, com distorção pois superior a 7%, chegando mesmo a 18% entre 20 e 30 minutos. Tudo isto, em resumo, significa que a especificação de estabilidade de freqüência não pode ser no sentido estático — mudanças lentas de temperatura — mas com aspecto dinâmico, prevendo-se variações bruscas de 5, 10 e 20°, por exemplo. No caso ilustrado na figura 8, a especificação correta seria, pois, de 5 Hz e não de 2 Hz (valor de regime).

(Cont. no próximo número).

# AMPLIFICADOR DE ÁUDIO DE, 40 WATTS

John Patra

Publicamos na revista n.º 206 o circuito de um amplificador de áudio de 40 watts, do mesmo autor, apresentando ótimo desempenho e economia além de outras características originais.

O circuito que apresentamos neste artigo é produto do aperfeiçoamento do circuito original, tendo sido introduzidas vantagens adicionais, como o fato de ser a válvula excitadora (V3) alimentada por meio de tensões estabilizadas (+150 volts na placa e -110 volts no catodo).

A retificação está a cargo

dos diodos de silício BY100, os quais têm a vantagem de introduzir uma queda de tensão muito baixa, mesmo quando é solicitada a máxima corrente da fonte. O sistema de filtro utilizado assegura ótima regulação.

A tensão negativa, fornecida pela fonte, é de 110 V. Como necessitamos de 30 volts para a polarização das válvulas de saída, lançamos mão do expediente de adicionar 80 volts positivos aos 110 volts negativos, de maneira a obtermos os -30 desejados. Estes 80 volts serão fornecidos

por V3, cuja corrente é ajustada para 9 mA ( $0,009 \text{ A} \times 9\,000 \Omega = 81 \text{ V}$ ). Desta maneira obtemos os -30 V nas grades das válvulas de saída, que é a polarização desejada nas condições estáticas, isto é, na ausência de sinal.

A máxima potência de saída é obtida quando a tensão de polarização cai a zero; e isto se dá quando o nível do sinal é tal que a corrente da válvula excitadora (V3) aumenta de 3,32 mA. Dessa maneira teremos  $0,00332 \text{ A} \times 9\,000 \Omega = 30 \text{ V}$  (positivos), então a tensão nas grades das

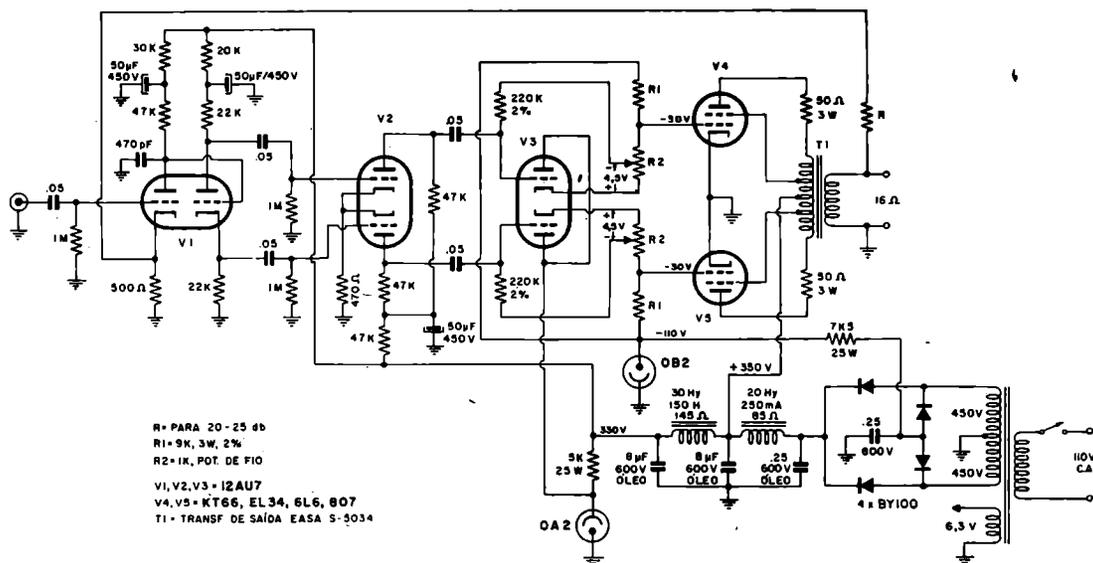


Figura 1

Diagrama esquemático do amplificador descrito no texto.

válvulas de saída será de  $(-30 \text{ V}) + (+30 \text{ V}) = 0 \text{ V}$ . Devemos ter em mente que a tensão de entrada nas grades de V3 é alternada, entretanto, para fins de teste, poderemos utilizar tensões cc. Durante o semiciclo negativo do sinal de entrada a válvula de saída está no corte (operação em classe "B"). Esta descrição se aplica a ambas as seções de V3 e a ambas as válvulas de saída.

Cuidou-se para que todas as válvulas e componentes trabalhassem com folga, assegurando-se assim a manutenção das características e operação segura por maior espaço de tempo. Utilizamos potenciômetros em R2 (em lugar de resistores fixos) a fim de possibilitar um ajuste correto das tensões de polarização.

Um dos lados dos filamentos foi ligado ao chassi; o nível de zumbido é bastante reduzido. Se se dispuser de enrolamento de 6,3 V com deri-

vação central o zumbido será ainda menor.

Todas as medições foram efetuadas com voltímetro de 20 000 ohms por volt e com referência ao chassi, exceto a tensão de catodo de V3 que é efetuada de acordo com a maneira indicada no esquema. Usualmente é necessária apenas uma medição, a da tensão de polarização nas grades de V4 e V5.

Para se pôr o amplificador em funcionamento procede-se da seguinte maneira:

1 — remove-se V2, V4 e V5 de seus soquetes;

2 — liga-se a alimentação e espera-se alguns minutos;

3 — liga-se um voltímetro (de 20 000  $\Omega/V$ ) entre o terminal de grade do soquete de V4 e o chassi, e ajusta-se R2 até se obter a tensão correta ( $-30 \text{ V}$ );

4 — repete-se a operação para V5;

5 — verifica-se novamente ambas as tensões e reajusta-

-se os potenciômetros R2, caso seja necessário;

6 — liga-se a entrada de V1 ao chassi, recoloca-se V2 em seu soquete e mede-se a tensão nos pinos de grade dos soquetes de V4 e V5; a tensão deve continuar no valor para o qual foi ajustada. Desliga-se a realimentação negativa; se o sistema estiver estável, o equilíbrio e os valores das tensões de polarização deverão permanecer inalterados;

7 — recoloca-se as válvulas V4 e V5 em seus respectivos soquetes e mede-se novamente as tensões de grade, as quais deverão estar inalteradas;

8 — liga-se novamente a realimentação negativa e verifica-se se a polaridade do transformador de saída está correta.

Lembramos ainda que a tensão de polarização das válvulas de saída ( $-30 \text{ V}$ , no nosso caso) deverá ser ajustada de acordo com as válvulas usadas.

## SOLHAR ELETRÔNICA S.A.

Trimmers 3-30 pF e todos os tipos de bobinas e monoblocos de Rádio e Televisão, para válvulas e transístores, V.F.O., V.H.F. e F.M., auto-rádio com etapa de alta, filtro de alta-freqüência para TV, etc.

PROCURE NAS BOAS CASAS DO RAMO.

Rua Tito nºs. 978/980 - Fone: 62-9214 - Cx. Postal, 1593  
Enderço Telegráfico: «SOLHARTRONIC» — São Paulo

# LIVROS

## EM REVISTA



**SELECTED SEMICONDUCTOR CIRCUITS** (Ted Press Publication) — 80 páginas, em inglês.

Reúne cerca de 50 projetos práticos, incluindo amplificadores de áudio, FI, osciladores e conversores, fontes de alimentação, preamplificadores, amplificadores de RF, etc.

Obra de grande interesse para técnicos e experimentadores.

**TRANSISTOR IGNITION SYSTEMS** — Marvin Tepper (John F. Rider Publisher, Inc.) — 128 páginas, em inglês.

Obra bastante atual que inclui, além dos circuitos práticos e adaptações de sistemas de ignição transistorizados, a parte teórica — indispensável à perfeita compreensão dos sistemas — e também a parte concernente à reparação de sistemas de ignição transistorizada.

**101 WAYS TO USE YOUR VOM & VTVM** — Robert G. Middleton (Howard W. Sams & Co. Inc.) — 144 páginas, em inglês.

O volt-ohm-miliamperímetro ou o voltímetro eletrônico são os instrumentos básicos em

quase todos os serviços de reparações. Assim sendo, o técnico deve ter um perfeito conhecimento dos princípios de operação destes instrumentos, bem como de suas limitações, a fim de obter leituras corretas.

O autor, que é uma autoridade em equipamentos de teste, mostra nesta obra como se deve utilizar estes dois instrumentos básicos a fim de se obter maior precisão nas leituras e melhores resultados nas pesquisas de defeitos

**UNDERSTANDING TELEMETRY CIRCUITS** — John D. Lenk (Howard W. Sams & Co. Inc.) — 160 páginas, em inglês.

A telemetria não está limitada apenas aos programas espaciais; ela já começou a ser empregada também nas indústrias e, conseqüentemente, abre-se um novo campo para os técnicos competentes. Entretanto, a literatura técnica sobre este assunto ou é essencialmente teórica ou muito elementar. Preenchendo esta lacuna, a presente obra, de nível médio, se destina a estudantes e técnicos que desejem ingressar no campo da telemetria.

A telemetria, bem como equipamentos associados, é

explicada em termos básicos, utilizando-se o mínimo de matemática. Os sistemas são descritos de maneira clara e progressiva, desde os transdutores até ao processamento final de dados.

**ELECTRONICS IN OCEANOGRAPHY** — L. George Lawrence (Howard W. Sams & Co. Inc.) — 288 páginas, em inglês.

Embora as pesquisas oceanográficas tenham sido iniciadas há mais de 100 anos, somente há pouco tempo é que a eletrônica começou a ser largamente utilizada neste campo. O advento dos dispositivos de estado sólido, de grande durabilidade e confiabilidade, vieram acelerar ainda mais a substituição dos antigos dispositivos mecânicos e eletromecânicos pelos eletrônicos.

Este livro foi escrito com a finalidade de proporcionar uma descrição compreensiva dos modernos sistemas eletrônicos, os quais se tornaram a principal "ferramenta" para a obtenção e interpretação de numerosos dados oceanográficos. Os tópicos incluem as características básicas da oceanografia; medição de temperatura, luz, salinidade, magnetismo, pressão, etc.

## ANTENAS COLETIVAS

(Cont. da pág. 50)

inversões nas condições (aberto para curto, "Stub" de 1/4 de onda — curto para aberto, outro "Stub" de 1/4 de onda).

As propriedades peculiares das linhas de transmissão que acabamos de mostrar são muito empregadas na transformação de impedâncias, conforme já vimos anteriormente quando tratamos dos "Stubs" e na eliminação de interferências, conforme veremos logo a seguir.

A impedância característica de uma linha de transmissão coaxial, com dielétrico de ar, é dada pela fórmula:

$$Z_0 = 138 \log \frac{d}{r} \quad (\text{fig. 37}).$$

Se a linha é paralela, com dielétrico de ar, a fórmula é a seguinte:

$$Z_0 = 276 \log \frac{d}{r} \quad (\text{fig. 38}).$$

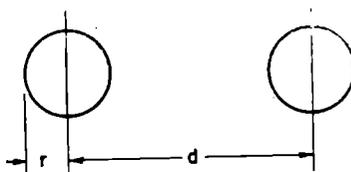


Figura 38

Linha paralela com dielétrico de ar.

$$Z_0 = 276 \log d/r$$

Qual será a impedância característica de uma linha de transmissão construída com fios de 3 milímetros e espaçados por 15 milímetros?

**Solução:**

A impedância  $Z_0$  será:

$$\begin{aligned} Z_0 &= 276 \times \log \frac{15}{3} = 276 \times \log 10 = \\ &= 276 \times 1 = 276 \text{ ohms.} \end{aligned}$$

(Continua no próximo número)

## REEMBOLSOS POSTAL E AÉREO

### SNRS. RADIOTÉCNICOS DO INTERIOR

FAÇAM SUAS COMPRAS DE PEÇAS E ACESSÓRIOS EM GERAL PARA RÁDIOS E TELEVISÃO PELO SERVIÇO DE REEMBOLSOS NA **ELETRÔNICA BELENENSE**, UMA LOJA ESPECIALIZADA NO SERVIÇO DE REEMBOLSOS. RAPIDEZ NA REMESSA E HONESTIDADE NOS PREÇOS.

SOLICITEM LISTA DE PREÇOS.

## ELETRÔNICA BELENENSE

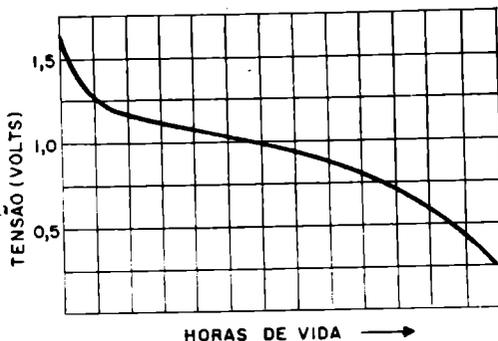
Rua Eng. Muniz de Aragão, 48 — Caixa Postal, 10.220 — SÃO PAULO

## PILHAS SÊCAS

(Cont. pág. 57)

A combinação desses fatores produz uma gradual queda na "tensão de trabalho", como pode ser observado no gráfico da "curva de descarga". O nível geral e a forma dessa curva, como também as horas de vida sob uma determinada tensão, sofrerão variações, dependendo do tipo e tamanho da pilha, da intensidade de corrente utilizada, e de outras condições às quais a pilha possa ser submetida durante o uso.

(Continua no próximo número).



# A LINGUAGEM DOS COMPUTADORES

Irwin Math (WA2 NDM)  
de RADIO-ELECTRONICS

Sistemas industriais de controle automático, computadores complexos e inúmeras outras máquinas "pensadoras" utilizam programas anteriormente planejados para governar suas operações. Tais programas "dizem" à máquina exatamente o que fazer em cada estágio de operação. O programa, além de comandar cada estágio do processo, transmite uma avaliação lógica, passo a passo, da maneira exata pela qual cada fato influi nos fatos seguintes.

Circuitos especiais, chamados circuitos lógicos, fazem comparações e tomam decisões. Quatro circuitos lógicos elementares são: e, ou, não-e, não-ou. Estes circuitos são os elementos básicos de complexos computadores. Se entendermos

bem sua operação, teremos dado o primeiro passo no estudo do funcionamento de computadores. Ao discutir outras aplicações para circuitos lógicos, contudo, veremos que eles são amplamente empregados em inúmeras operações usuais.

A figura 1-a apresenta um circuito e simples (ou "and-gate", como é usualmente chamado). As chaves, bem como um relê, estão indicados para facilitar o estudo do princípio básico de operação. A chave A fornece energia ao circuito da lâmpada e a chave B ao enrolamento do relê. Podemos ver que o relê irá fechar-se e acender a lâmpada somente quando as chaves A e B estiverem ambas fechadas. Nenhuma delas pode

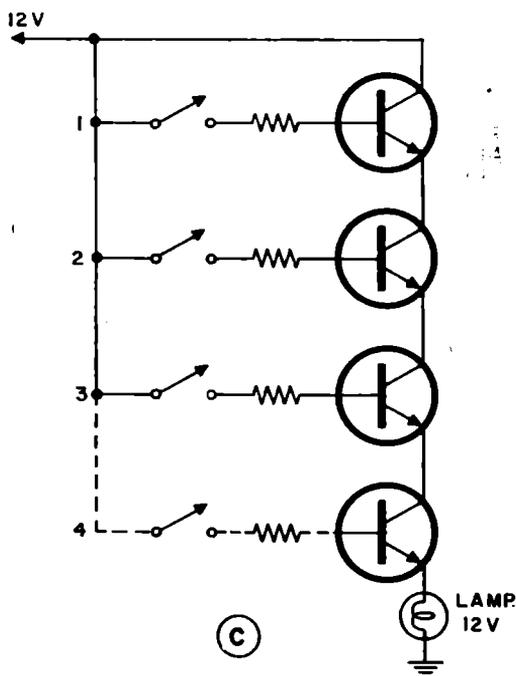
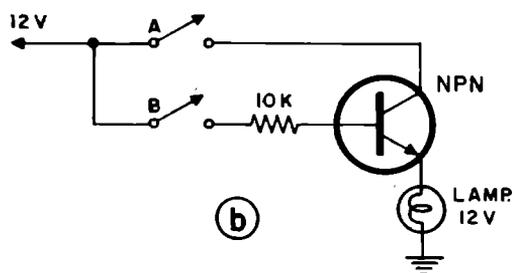
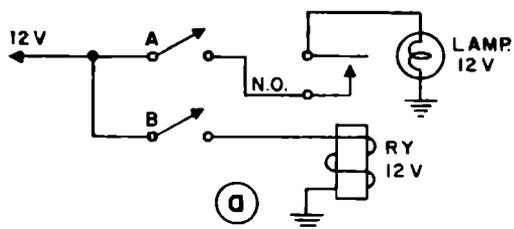


Figura 1

O circuito e pode ser adaptado para operar com tantas entradas quantas se desejar, mas todas as entradas devem estar atuando (ligadas) antes que tal circuito gere uma saída.

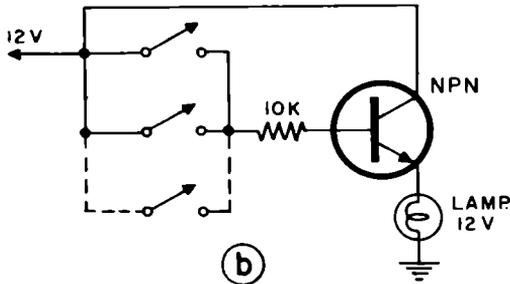
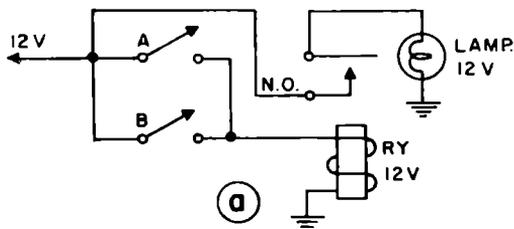


Figura 2

No circuito ou pode-se ter tantas entradas quantas se desejar; neste circuito lógico, contudo, obtemos saída quando qualquer das entradas estiver ligada.

acender a lâmpada sozinho. Se considerarmos o ato de fechar a chave como uma entrada de energia, e a lâmpada acesa como o resultado de uma saída de energia, poderemos visualizar o princípio básico do circuito e; as entradas A e B devem estar ambas presentes para que haja saída.

A figura 1-b esquematiza uma versão do circuito e utilizando semicondutores. Também aqui ambas as chaves devem estar fechadas: a chave A para fornecer tensão de coletor ao transistor e a chave B para polarizar o transistor de modo a que ele conduza; somente nessas condições haverá passagem de corrente através da lâmpada.

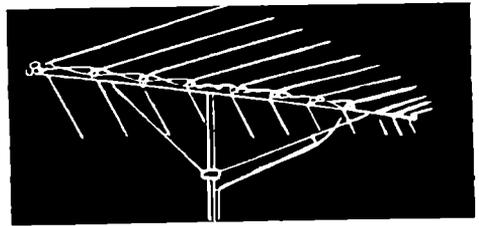
Esta idéia pode ser expandida para produzir um circuito e com qualquer número de entradas. Na figura 1-c está esquematizado um circuito e de quatro entradas. Para que a lâmpada se acenda (presença de saída), todos os quatro transistores em série devem conduzir ao mesmo tempo. Isto requer o fechamento simultâneo de todas as chaves (presença de todas as entradas) — 1 e 2 e 3 e 4. Se alguma dessas entradas não estiver presente, não haverá saída. Pode-se fazer a saída (lâmpada acesa) depender de tantas entradas quantas se desejar.

A figura 2-a mostra o esquema de um circuito ou simples. Neste circuito, a entrada A ou a entrada B deve estar presente para que se consiga saída. Desde que as duas chaves estão em paralelo, qualquer uma delas irá fornecer

## ANTENAS PARA A CAPITAL

Antena Cônica 12 varas		
Tamanho normal, 4,40 por .....	NCr\$	3,40
Antena DDR-12 — (Todos os canais)		
Tamanho normal, 4,40 por .....	NCr\$	3,20
Antena Canal 7 e 9 com 8 elementos		
Tamanho normal, 4,40 por .....	NCr\$	3,20
Antena Parabólica — Alcance 120 km.		
Tamanho normal, 38,50 por .....	NCr\$	26,50
Fio Extra - 14 cabos - Branco 300 Ohms		
(por mt.) de 0,19 - por .....	NCr\$	0,14
Fio Extra - 14 cabos - Rosa 300 Ohms		
(por mt.) de 0,18 - por .....	NCr\$	0,13
Preços baixos!!! Por que? — Porque a transformação da matéria-prima é toda feita por nós, o que nos permite dar bons preços e ótima qualidade.		
Temos mais 84 tipos de antenas.		
Departamento de instalação sob processo eletrônico.		
PARA GRANDES QUANTIDADES: — TABELA ESPECIAL.		

## ANTENAS PARA O INTERIOR



### ANTENA SATELITE

MODELO JR — Tipo LPV

#### TIPO ORIGINAL

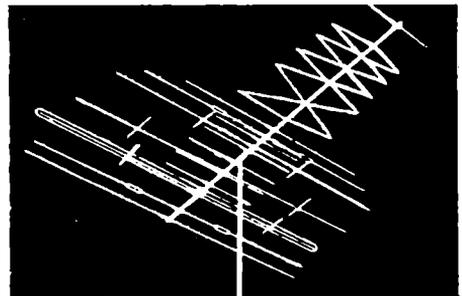
De acordo com os modelos americanos, em nosso poder e em exposição. Plástico para cima em relação ao suporte de alumínio. Tipo Reforçada.

LPV 17: 18 elem. - Alcance: 280 Km ...	NCr\$	38,50
LPV 11: 11 elem. - Alcance: 240 Km ...	NCr\$	28,10
LPV 8: 8 elem. - Alcance: 160 Km ...	NCr\$	23,10
LPV 4: 4 elem. - Alcance: 80 Km ...	NCr\$	12,10
Para VHF, UHF, FM e TV em cores		

#### TIPO IMITAÇÃO

Iguais as da concorrência. Plástico para baixo em relação ao suporte de alumínio. Tipo Comum. Para qualquer quantidade.

LPV 17: 18 elem. - Alcance: 280 Km ...	NCr\$	23,10
LPV 11: 11 elem. - Alcance: 240 Km ...	NCr\$	16,90
LPV 8: 8 elem. - Alcance: 160 Km ...	NCr\$	13,80
LPV 4: 4 elem. - Alcance: 80 Km ...	NCr\$	7,24
Para VHF, UHF, FM e TV em cores		



COLORTRON - R-9 - Alcance: 240 Km

Para TV em cores, VHF e FM ... NCr\$ 31,00

Suporte de Nylon ..... NCr\$ 2,80

Suporte de Alumínio ..... NCr\$ 7,30

Vendas somente a dinheiro — Imposto de Consumo nas antenas 16%, nos acessórios 10%. Para serem despachados + 4% de embalagem + NCr\$ 5,00 de frete na Capital.

## ANTENAS RANGEL

R. BIACHUELO, 320 - FONE: 37-9462 - S. PAULO

energia ao relê e acender a lâmpada. Ao examinarmos a versão transistorizada, esquematizada na figura 2-b, veremos que o +B é sempre fornecido ao transistor de modo que este possa estar pronto para operar a qualquer momento. Tudo o que se requer para obtenção de uma saída (acender a lâmpada) é estar uma das chaves fechada, polarizando o transistor de modo a que ele conduza. A expansão do número de entradas num circuito ou é simplesmente uma questão de ligar outras chaves em paralelo com as já existentes.

Até este ponto, fechar uma chave significou aparecimento de uma entrada. No próximo exemplo, veremos situações em que se torna desejável obter uma saída desligando-se uma chave (retirando uma entrada). Circuitos lógicos com estas características, basicamente opostas às dos circuitos até aqui descritos, denominam-se: **não-e** e **não-ou**.

O circuito **não-e** fornecerá saída somente quando as entradas A e B **não estiverem** presentes. Por exemplo, consideremos a figura 3-a. Admitamos que abrir uma chave signifique a presença de mais uma entrada. É óbvio que os contatos do relê irão fechar-se e acender a lâmpada somente quando ambas as chaves estiverem abertas. Nos semicondutores, tal função é desempenhada por um transistor PNP. Quando ambas as chaves estiverem fechadas, a base do transistor estará essencialmente ligada ao emi-

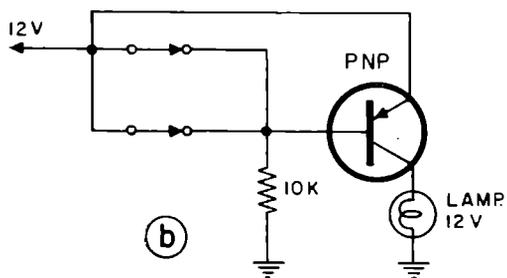
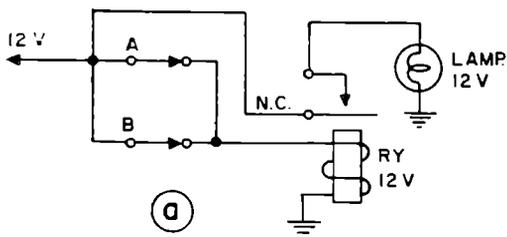
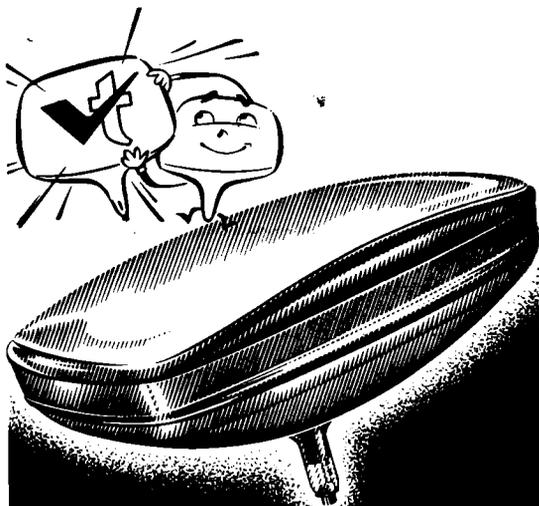


Figura 3

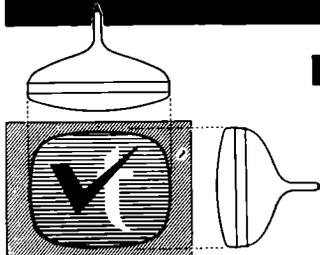
○ circuito **não-e** opera quando as entradas estiverem inativas (desligadas ou removidas). Contudo, todas as entradas devem estar inativas para obtermos sinal de saída.



UM ANO DE GARANTIA

**alvotécnica**

INDÚSTRIA DE VÁLVULAS S. A.  
RUA RUI BARBOSA, 698/708  
FONE 34-1215 - SÃO PAULO, 3



**IMAGEM NÍTIDA**  
sob qualquer ângulo

TIPOS DE TUBOS

8 - DP 4	16 - AEP 4	17 - LP 4	21 - AMP 4
9 - OP 4	16 - GP 4	17 - TP 4	21 - AUP 4
10 - ABP 4	16 - KP 4	17 - YP 4	21 - CBP 4
10 - KP 4	17 - ASP 4	19 - AP 4	21 - DEP 4
11 - AP 4	17 - AVP 4	19 - XP 4	21 - EP 4
12 - KP 4	17 - BP 4	19 - YP 4	21 - FP 4
14 - AJP 4	17 - CP 4	20 - CP 4	21 - FAP 4
14 - KP 4	17 - CKP 4	20 - HP 4	21 - MWP 4
14 - QP 4	17 - DKP 4	21 - AP 4	21 - WP 4
14 - RP 4	17 - HP 4	21 - ALP 4	21 - XP 4
			21 - ZP 4
			23 - ARP 4
			23 - FP 4
			23 - MP 4
			24 - ALP 4
			24 - CP 4
			24 - YP 4
			27 - LP 4

REPRESENTANTES

SÃO PAULO

TELETUBO ELETRÔNICA LTDA.

Av. Celso Garcia, 5253

ELETRÔNICA IPIRANGA LTDA.

R. Bom Pastor, 268 - Ipiranga - Tel.: 63-5751

BELO HORIZONTE

ELETRÔNICA TELSTAR LTDA. R. Tamoios, 935-A. - Tel.: 2-1151

SANTOS - SP

A. NECCHI - R. Rangel Pestana, 101 - Tel.: 2-8683

PORTO ALEGRE - RGS

WERNO LTDA. R. Senhor dos Passos, 223 - Tel.: 5521

CAMPINAS - SP

EUGENIO RODRIGUES - R. 11 de Agosto, 185 - Tel.: 9-1756

SÃO CAETANO - ABC - SP

MARIO AMARO DA SILVEIRA

R. Sen. Rob. Simonsen, 25 - Tel.: 42-3409

1-007 A

ROSANIS

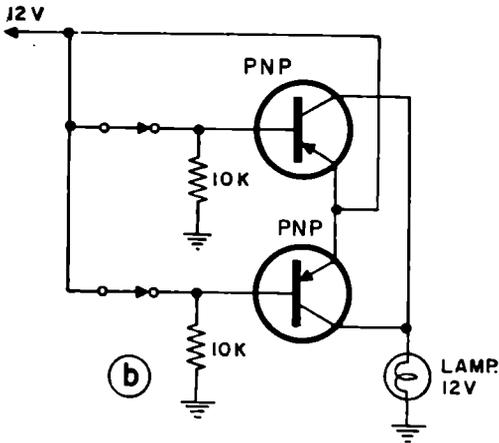
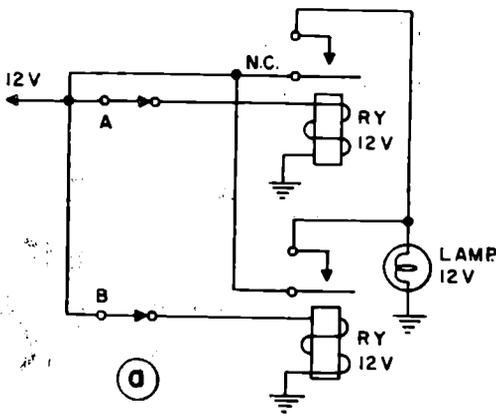


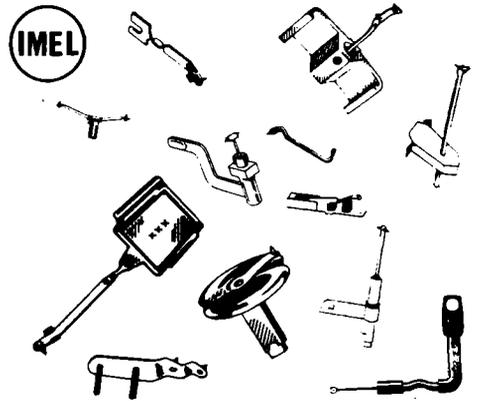
Figura 4

O circuito não-ou depende da remoção de uma única entrada. Pode-se ter tantas entradas quantas forem necessárias, sendo suficiente desligar uma delas para obter "pulsos" de saída.

sor. Sem haver polarização base-emissor, o transistor não conduz. Ao abrirmos ambas as chaves (retirando as entradas A e B), esse curto é removido e o transistor conduz, acendendo a lâmpada.

O circuito não-ou (fig. 4-a) fornecerá saída ao abrirmos a chave A ou a chave B. Quando alguma delas estiver aberta, o relé correspondente desliga-se, fecham-se seus contatos, e passa corrente para a lâmpada. A versão transistorizada opera da mesma forma. Com as duas saídas fechadas, as bases dos transistores PNP estão ao mesmo potencial do emissor, e os transistores não conduzem. Ao abrir-se uma chave, contudo, o transistor é polarizado, passa a conduzir, e a lâmpada acende.

A operação desses circuitos foi explicada usando-se como entrada o fechamento ou abertura de chaves e, como saída, o acendimento de uma lâmpada; no entanto, a maioria dos circuitos de computadores são um tanto ela-



Sortimento completo de: AGULHAS para FONOCAPTORES tipos ANTIGOS e NOVOS para ESTEREO e HI-FI.

Importação direta - Venda só por atacado. Consultem-nos.

**IMPORTADORA de MATERIAIS ELETRÔNICOS LTDA.**

RUA ACRE, 77 - sala 505 - Cx. Postal 1763-ZC-00 RIO DE JANEIRO - GB.

## ELETRÔNICA GUANABARA

### OS MELHORES PREÇOS

Antenas para televisão e fios.  
Válvulas Philips e americanas.  
Reguladores de voltagem.  
Fly-backs.  
Bobinas defletoras.  
Saída vertical.  
Instrumentos de medida.  
Toca-discos, Philips, VM e Winco.  
Alto-falantes e "tweeters".  
Projetores de som (corneta).  
Amplificadores.  
Conjuntos Hi-Fi e Estéreo com transformadores EASA e Willkason.  
Conjuntos para rádios.  
Caixas para rádios.  
Pilhas Eveready e Ray-o-vac.  
Material em geral para rádios, televisores e Hi-Fi.

NÃO ATENDEMOS A PEDIDOS POR CARTA. VENDAS SÓ NA LOJA.

**ELETRÔNICA GUANABARA**  
RUA ACRE, 84 - SOBRADO  
Rio de Janeiro - Guanabara

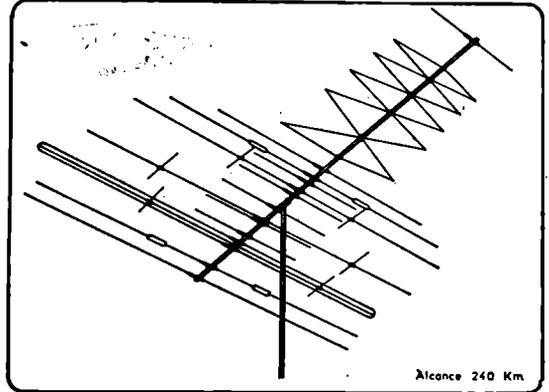
# ANTENAS L. CASELLI

SÃO JOSÉ DOS CAMPOS — SÃO PAULO  
TELEFONES: 2586 - 3228 — CAIXA POSTAL 103

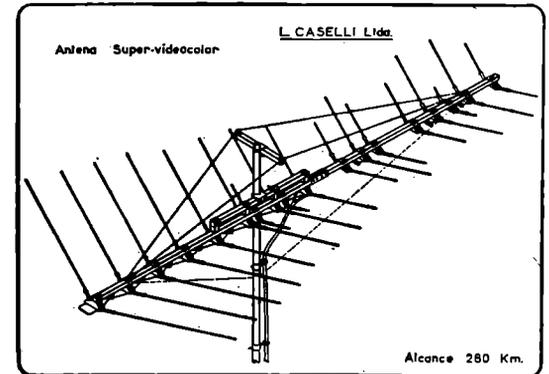
ANTENAS L. CASELLI

Para longa distância

Inteiramente diferentes  
Totalmente reforçadas  
Isolamento em polietileno  
Extrema sensibilidade  
Elevadíssima direcionalidade  
Funcionam em tempo seco e com chuva!



Videocolor — Original ..... NCr\$ 55,00



Antena Supervideocolor — Original ... NCr\$ 79,00  
Superpiramidal — Original ..... NCr\$ 44,00  
NCr\$ 42,00  
NCr\$ 18,00

ATENÇÃO: Só as antenas originais L. CASELLI, com etiqueta e garantia, valem estes preços!

Antenas de 2.ª linha, porém superiores as dos nossos imitadores fornecemos por:

Tipo Supervideocolor ..... NCr\$ 38,00  
Tipo Superpiramidal — 10 elementos ... NCr\$ 20,00  
8 elementos ... NCr\$ 18,00  
4 elementos ... NCr\$ 10,00

Preços líquidos para despacho em 24 horas. Remeter cheque visado ou ordem de pagamento.

As antenas de 2.ª linha só serão despachadas por quantidade mínima de seis peças.

Fábrica: São José dos Campos - São Paulo  
Rua Santa Clara, 276 - Fones: 2586 - 3228  
Filial: São Paulo - Rua Vitória, 658 - Galeria York

Concedemos representações a firmas idôneas em todo o Brasil.

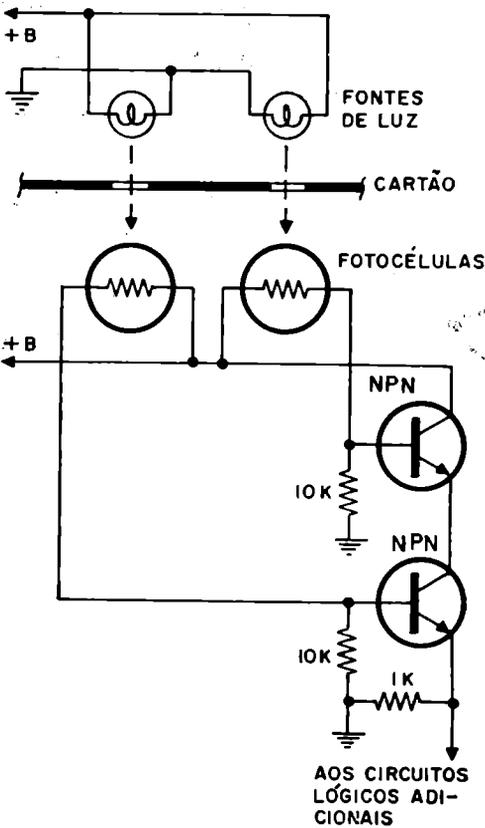


Figura 5

Este "leitor" de cartões perfurados depende, para seu funcionamento, de luz atravessando os orifícios do cartão.

borados. O circuito lógico comum responde a variações do nível de tensão ou a pulsos de determinada espécie.

Exemplo típico de tal circuito encontra-se esquematizado na figura 5. Este circuito é parte de um dispositivo "leitor" de cartões perfurados. Os transistores são polarizados no ponto de corte pelos resistores de base: a resistência das fotocélulas é muito elevada. Quando um cartão ocupa sua posição, luz atravessa os dois furos do cartão, incidindo sobre as fotocélulas. A resistência dessas células cai a um valor tal que os dois transistores começam a conduzir. A corrente flui então através deles e do resistor de carga de 1 K, ocasionando queda de tensão nesse resistor. Este pulso de tensão é introduzido no próximo circuito lógico, onde provoca nova ação, e assim por diante. Todas as vezes que os dois furos específicos de um cartão ocupem aquela determinado lugar, há saída no circuito e. Escolhendo posições adequadas para lâmpadas e fotocélulas, faz-se com que os inúmeros furos no cartão representem informações específicas. O computador "lê"

essas informações à medida que cada cartão ocupa seu lugar.

Imagine-se, agora, um dispositivo lógico de alarme, simples porém muito útil. Consideremos a seguinte situação: se o motorista desligar o motor de seu carro, mas esquecer-se de apagar os faróis, a bateria irá descarregar. Que tal um dispositivo para avisá-lo, ao desligar a chave de ignição? Projete tudo de tal forma que os passageiros possam descer do carro sem soar o alarme. As fontes de informação (entradas) podem ser: a chave de ignição, que chamaremos de A; a chave dos faróis, B; e os interruptores das portas, C. O alarme irá soar apenas se A estiver aberto e B e C fechados. Em qualquer outra situação não deverá soar o alarme.

A figura 6 mostra o diagrama esquemático de tal circuito, com relês. RY1 forma um circuito não-ou tendo a chave A como entrada, enquanto RY2 forma um circuito e tendo B e C por entrada. A campainha soará apenas quando os faróis estiverem ligados e uma das portas aberta. (B e C fechados e A aberto). A versão transistorizada (fig. 7) opera exatamente da mesma maneira. B polariza a base de Q2, mas Q2 irá conduzir somente se Q1 conduzir. C fornece a tensão de emissor a Q1, mas êle poderá conduzir somente se uma porta do carro

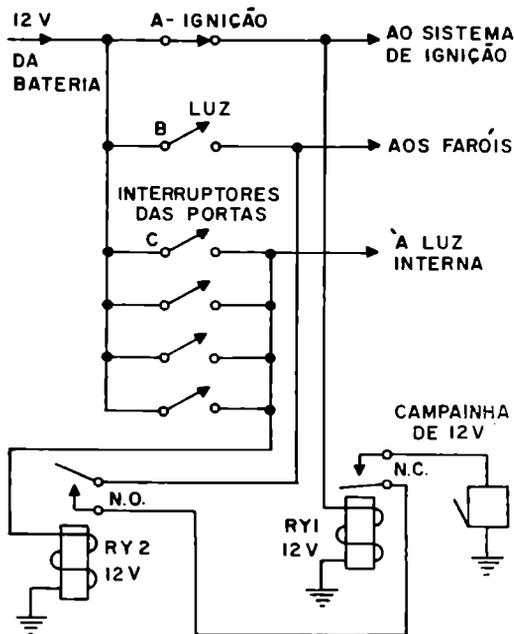


Figura 6

Alarme para faróis ligados, que mostra uma aplicação prática para os circuitos lógicos. Este tipo utiliza um circuito e e um circuito ou em seu funcionamento.



se chama esta praga, que aborrece os telespectadores residentes em áreas afastadas das emissoras. Torres e Super-antenas apenas resolvem em parte este problema. Só um amplificador transistorizado, de alto ganho e levíssimo peso, montado nos próprios bornes da antena, diminui substancialmente esta deficiência.

### AMPLIMATIC 1 da

(FÁBR. NAC. DE SEMICONDUTORES LTDA.)

desenvolvido para este fim, já vem completo com instruções de instalação e manuseio, adaptável a todas as antenas de boa qualidade e, a-fim-de evitar danos ocasionados por tempestades e raios, e munido de um

### DISPOSITIVO ANTI-ESTÁTICO.

A VENDA NAS BOAS CASAS DO RAMO OU PELA

## valvotécnica

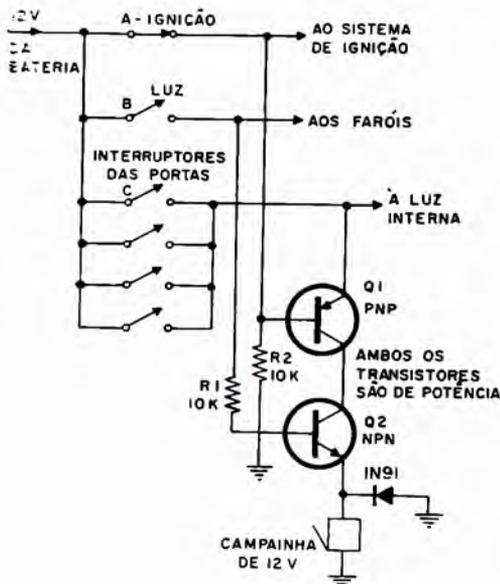
R. RUI BARBOSA, 708 - FONE 34-1215 - S. PAULO - C.P.7622

AINDA TEMOS VAGAS PARA NOSSO QUADRO DE REVENDEDORES

ROSAMIS 1-0668



BOBINAS  
PARA TRANSFORMADORES



estiver aberta. Assim, com as luzes acesas e uma porta aberta, Q1 e Q2 estarão prontos a conduzir — mas o contato A, estando ainda fechado, mantém a base de Q1 no mesmo potencial que o emissor e o transistor não conduz. Ao desligarmos a ignição, contudo, adicionamos a última entrada necessária para soar o alarme. O diodo ligado às bobinas da campainha impedem que os picos de tensão gerados nessas bobinas danifiquem Q1 ou Q2.

Raciocinando dessa maneira, é possível montar circuitos de controle similares, ou mesmo mais complexos, para qualquer aplicação especial desejada.

Figura 7

Versão transistorizada, utilizando os mesmos princípios lógicos e — ou do circuito esquematizado na figura 6.

## TEMOS NOVAMENTE

PARA PRONTA ENTREGA — Os tão procurados analisadores de circuito da nova linha KEW

Da mais alta qualidade e precisão  
De procedência japonesa



Modelo K-138 (TK-70)

### Características

Tensões alternadas: 10-50-250-1.000 V — com sensibilidade de 9.000 ohms/V  
Tensões contínuas: 10-50-250-1.000 V — com sensibilidade de 20.000 ohms/V  
Correntes contínuas: 500  $\mu$ A - 10 mA - 250 mA  
Resistências: 0-20 K, 0-200 K, 0-2 M $\Omega$   
Decibéis: -20 a + 22 db  
Capacitância: 0,001 a 0,2  $\mu$ F  
Tamanho: 130 x 88 x 45 mm  
Peso: 400 g.

NCr\$ 55,00



Modelo K-139 (TK-90)

### Características

Tensões alternadas: 0-10-50-250-500-1.000 V — com sensibilidade de 10.000 ohms/V  
Tensões contínuas: 0-10-50-250-500-1.000 V — com sensibilidade de 20.000 ohms/V  
Correntes contínuas: 0-50  $\mu$ A - 2,5-5-25-250 mA  
Resistências: 0-5 K - 50 K - 500-K - 5 M $\Omega$   
Capacitâncias: 0,001 a 0,5  $\mu$ F  
Decibéis: -20 a + 20 db  
Dimensões: 110 x 160 x 59 mm  
Peso: 650 g.

NCr\$ 85,00

Pedidos mediante cheque visado em nome de

## RADIOTÉCNICA AURORA S. A.

(A CASA QUE RESPONDE PELO QUE VENDE)

R. dos Timbiras, 263 - Caixa Postal, 5009 - S. Paulo, 2 - End. Telg.: "MONTADOR"



# CASA RÁDIO FORTALEZA

**KITS COMPLETOS:** para 5, 6, 7, 8 e 10 válvulas — TOCA-DISCOS AUTOMÁTICOS Philips e Eltronmatic — APARELHOS DE MEDIÇÃO, Testers, Analisadores — RÁDIOS Transistor 3 faixas — RADIOFONOGRÁFO Transistor — TOCA-DISCOS 3 rotações a pilha — VÁLVULAS Europeias e Americanas — MOVEIS E CAIXAS PARA RÁDIOS.

**Completo sortimento de equipos para som — Amplificadores montados e em Kit — Microfones — Alto-falantes — Etc.**

**PERFEITO SERVIÇO DE REEMBOLSO POSTAL E AEREO**

**SOLICITEM NOSSA LISTA DE PREÇOS**

**AVENIDA RIO BRANCO, 218 — TEL.: 34-9954 — SÃO PAULO**

## TABELA DE CONVERSAO DE TEMPERATURAS

É bastante comum depararmos na literatura técnica com especificações de temperatura em graus Fahrenheit (°F), isto porque é esta a unidade utilizada nos Estados Unidos e Inglaterra. A conversão de °F em graus Celsius, ou Centígrados (°C), que é a unidade por nós utilizada, embora simples é um tanto incômoda, já que envolve uma divisão e subtração. Assim sendo, elaboramos a tabela abaixo com os principais valores em ambas as escalas, a partir do zero absoluto (−273,2° C).

°C	°F	°C	°F	°C	°F	°C	°F
−273,2	−459,7	−115	−175,0	10	50,0	50	122,0
−270	−454,0	−110	−166,0	11	51,8	55	131,0
−265	−445,0	−105	−157,0	12	53,6	60	140,0
−260	−436,0	−100	−148,0	13	55,4	65	149,0
−255	−427,0	−95	−139,0	14	57,2	70	158,0
−250	−418,0	−90	−130,0	15	59,0	75	167,0
−245	−409,0	−85	−121,0	16	60,8	80	176,0
−240	−400,0	−80	−112,0	17	62,6	85	185,0
−236	−391,0	−75	−103,0	18	64,4	90	194,0
−230	−382,0	−70	−94,0	19	66,2	95	203,0
−225	−373,0	−65	−85,0	20	68,0	100	212,0
−220	−364,0	−60	−76,0	21	69,8	110	230,0
−215	−355,0	−55	−67,0	22	71,6	120	248,0
−210	−346,0	−50	−58,0	23	73,4	130	266,0
−205	337,0	−45	−49,0	24	75,2	140	284,0
−200	−328,0	−40	−40,0	25	77,0	150	302,0
−195	−319,0	−35	−31,0	26	78,8	160	320,0
−190	−310,0	−30	−22,0	27	80,6	170	338,0
−185	−301,0	−25	−13,0	28	82,4	180	356,0
−180	−292,0	−20	−4,0	29	84,2	190	374,0
−175	−283,0	−15	5,0	30	86,0	200	392,0
−170	−274,0	−10	14,0	31	87,8	250	482,0
−165	−265,0	−5	23,0	32	89,6	300	572,0
−160	−256,0	0	32,0	33	91,4	350	662,0
−155	−247,0	1	33,8	34	93,2	400	752,0
−150	−238,0	2	35,6	35	95,0	450	842,0
−145	−229,0	3	37,4	36	96,8	500	932,0
−140	−220,0	4	39,2	37	98,6	550	1,022,0
−135	−211,0	5	41,0	38	100,4	600	1,112,0
−130	−202,0	6	42,8	39	102,2	650	1,202,0
−125	−193,0	7	44,6	40	104,0	700	1,292,0
−120	−184,0	8	46,4	40	104,0	700	1,292,0
		9	48,2	45	113,0	750	1,382,0

# CONSULTAS



## REGULAMENTO:

- 1 Cada consulta deverá vir obrigatoriamente acompanhada do nome e endereço do consultante; é facultativo o uso de pseudônimo.
- 2 Cada consultante poderá mandar, mensalmente, três perguntas, relacionadas com a eletrônica em geral.
- 3 As perguntas deverão ser feitas com clareza, sem que no entanto, sejam demasiado compridas.
- 4 As consultas deverão ser enviadas à Seção de Consultas, Caixa Postal 5009, em folha livre de qualquer outro assunto.

AS CONSULTAS SERÃO RESPONDIDAS EXCLUSIVAMENTE ATRAVÉS DESTA SEÇÃO.

NÃO ELABORAMOS CIRCUITOS, ORÇAMENTOS OU ADAPTAÇÕES NEM INDICAMOS FIRMAS COMERCIAIS NESTA SEÇÃO

**LUIZ OLIVEIRA RODRIGUES**  
**ALEGRETE**  
**RIO GRANDE DO SUL**

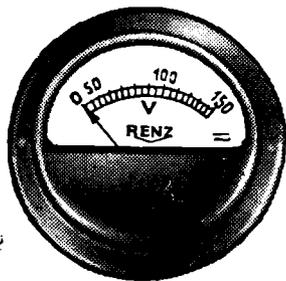
"Desejaria consultá-los sobre antenas e "Boosters", uma vez que minha recepção de TV é deficiente. Possui um receptor Philips novo, uma antena Super-Vídeo, modelo Super H de 30 elementos montada numa torre de 10,5 m (a antena é giratória), e um "booster" de 1 válvula. Minha casa está localizada numa praça num dos pontos mais altos da cidade. Esta cidade dista de Porto Alegre cerca de 400 km em linha reta.

Seguidamente capto sinais de Porto Alegre muito fracos, o som às vezes é claro e às vezes desaparece. O canal que mais pego é o canal 2 de Recife (Pernambuco); o sinal é muito bom, mas a imagem rola muito; o som é muito bom. Às vezes, também

sintonizo uma emissora do Canadá; o som é bom mas a imagem rola muito.

Pego-lhes instruções como resolver este problema."

Desculpe-nos, caro leitor, mas seu caso é um fenômeno e não um problema. A recepção direta de TV, de acordo com a teoria, só é possível (de maneira razoável) até uma distância de 100 km — se as condições topográficas forem favoráveis. Assim sendo, só podemos lhe adiantar que o que tem conseguido está além das expectativas. Poderemos lhe dar alguns conselhos (conforme V.S. nos pede), mas a melhoria não será muito grande, pois V.S. já está em condições supranormais. As únicas medidas que podemos sugerir seriam a utilização de uma torre mais alta e um "Booster" de maior ganho. Em todo o caso podemos lhe adiantar que existem inúmeros leitores que já se dão por muito satisfeitos ao conseguirem captar estações de TV à distância de 150 km, embora com imagem fraca e som razoável.



# RENZ

VOLTÍMETROS

AMPERÍMETROS

PRODUTO DE QUALIDADE

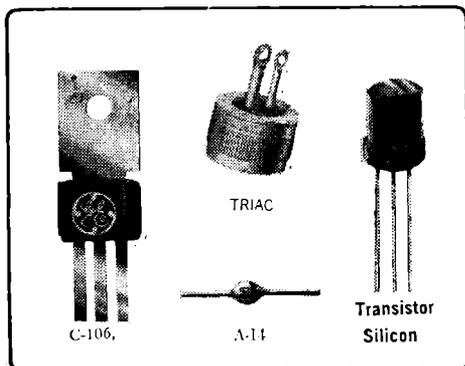
MILIAMPÉRIMETROS

MODELOS ESPECIAIS PARA REGULADORES DE VOLTAGEM

Indústria de Medidores Elétricos "RENZ" Ltda.

Rua José Domingues, 80 - Telefone, 366 Caixa Postal. 123 - Bragança Paulista

SEMICONDUCTORES  
**GENERAL ELECTRIC**



**C106-SCR** de baixo custo, 200 V 2 A, ideal para controle de motores em aparelhos domésticos, conversores de CC para CA, contadores em anel etc.

**Triac:** substitui dois SCR em rede de 110 ou 220 V. Acionado com sinal de 3 V (positivo ou negativo). Conduz em ambas as direções. Ideal para dimmers, controle de temperatura, máquinas automáticas etc.

**A14:** minúsculo retificador fornece 1,5 A a 50° C sem dissipador, baixa corrente reversa. PIV até 800 V.

**Transistores de silício:** 43 tipos de baixo custo, para todas as frequências, desde áudio até UHF.

Informações e vendas em:

**APLICAÇÕES ELETRÔNICAS**  
**ARTIMAR LTDA.**  
 Lgo. São Bento, 64 - c/ 101  
 Fone 35-2452 São Paulo-1

**JOSÉ CARLOS CARVALHO**  
**AVARE**  
**SÃO PAULO**

1 — "O que vem a ser condensador de rastreo?"

Condensador de rastreo e "padder" são a mesma coisa, isto é, se referem ao condensador ajustável utilizado normalmente para o ajuste de frequência na parte baixa da faixa de ondas médias.

2 — Deseja saber se poderá instalar mais uma entrada num amplificador cujo esquema nos envia.

Sim. A nova entrada deverá ser igual à já existente, e o cursor do controle de volume desta entrada será também ligado à grade da EBC91.

**RIVER CAYRES CERQUEIRA**  
**MORTUGABA**  
**BAHIA**

1 — "O que determina o alcance de um transmissor, sua potência ou frequência de operação?"

Ambos os fatores influem no alcance; mas, além destes, devemos também levar em consideração as

**eletrônica**  **antelândia**  
**A CASA DO BOM TÉCNICO**

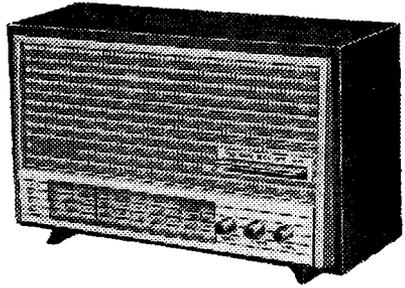
**NÃO PERCA MAIS TEMPO, VENHA CONHECER**

**O MAIOR SORTIMENTOS DE MATERIAIS  
 DE RÁDIO, T.V. E TRANSISTORES  
 OS MELHORES PREÇOS DA GUANABARA  
 "SOB A DIREÇÃO DO CONHECIDO ANÍZIO"**

**RUA ACRÉ, 77 - LOJA D - TELS.: 23-8654 - 23-0605**

# Há muito engenho e arte no TRANSLUNAR da Teleunião.

## Um rádio conversível.



Você nunca ouviu falar no TRANSLUNAR, porque é um rádio novo. Mas, de agora em diante, muita gente vai falar sobre o TRANSLUNAR. Você, por exemplo. A verdade é que o TRANSLUNAR é um rádio avançado. Moderno. Com todas as características técnicas que compõem um aparelho perfeito. Veja você. O TRANSLUNAR é um rádio conversível: v. pode ligá-lo na corrente elétrica ou fazê-lo funcionar com pilhas. E perceba o artístico teclado frontal para mudança de ondas. Quanto ao som... Bem, é melhor que você ouça o TRANSLUNAR funcionando. Por que não fazer isso agora mesmo? Ah! O TRANSLUNAR faz parte da Série Rendimax CM, o que significa rendimento máximo e consumo mínimo.

mais um produto inconfundível da

Adquira o

# TRANSLUNAR



# TELEUNIÃO

- a indústria que aproxima o futuro.

C. Postal, 2465 - "TELEUNIAO" - Pôrto Alegre Rua Voluntários da Pátria, 3811 - Fone: 2-2020 -

condições de propagação, localização do transmissor, sistemas de antena, etc.

2 - Deseja as características dos transistores 2N190 e DS501.

As características do 2N190 são as seguintes:

Utilização = áudio  
frequência de corte = 1 000 KHz  
Beta = 90  
Dissipação máxima de coletor = 75 mW  
Tensão máxima de coletor = 25 V  
Corrente máxima de coletor = 50 mA  
Tipo = PNP

Quanto ao transistor DS501, infelizmente não dispomos de informações.

**MVR/58**  
**BLUMENAU**  
**SANTA CATARINA**

1 - Deseja detalhes sobre a bobina do aparelho publicado na página 27 da revista n.º 103 (setembro de 1956).

Como o leitor pode notar, trata-se de um circuito elucidativo do qual, infelizmente, não possuímos informações detalhadas.

2 - Com referência ao circuito da pergunta anterior, deseja saber se pode utilizar como diodo retificador o BY100.

Sim.

## CK S oferece: KITS de fácil montagem!

### Kit 914 TRANSMIRIM

Oscilador que capta sua voz numa distância de 100 metros, como se fôsse estação de verdade!

Kit completo, inclusive microfone ... NCr\$ 32,40

### Kit 2.625 OSCILADOR DE TELEGRAFIA

Transistorizado, som forte regulável, com caixa plástica.

Kit, inclusive alto-falante, somente ... NCr\$ 34,80

### Kit 12.115 AMPLIFICADOR DE 2 VALVULAS

Composto de chassi, componentes completos, pode ser adotado um alto-falante de 12".

Kit somente por ... NCr\$ 33,70

### Kit 12.104 FONTE DE ALIMENTAÇÃO

Para Rádio Transistor. Entrada 110 volts A/C. Saída 6 volts D/C. Substitui perfeitamente as pilhas do Rádio Transistor, fornecendo corrente contínua, sem ruídos. Componentes completos e 1 chapa de eucatex para fácil montagem.

Kit somente por ... NCr\$ 9,20

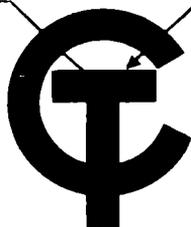
Pedidos, cartas e Telegramas à:

# CKS

Rio de Janeiro — Gb  
Caixa Postal 4545 — ZC 21

Telefone: 43-1571

Fazemos reembolso postal.



# CENTRO DO TRANSISTOR Ltda.

RUA 24 DE MAIO, 188 - 2ª sobreloja 207 — TELEFONE: 36-4343 — SÃO PAULO

é a casa especializada nas vendas de peças **ORIGINAIS** para **RÁDIOS** e **T.V.** transistorizados

## TRANSISTORES PARA TV SONY

2 SE 379 áudio	2.500
2 SE 381 áudio	3.500
2 SE 382 áudio	3.500
2 SC 41 s. hor.	30.000
2 SC 73 r.f.	4.000
2 SC 292 osc. vert.	9.500
2 SC 15 s. vídeo	10.000
2 SD 64 o. vert.	3.800
2 SD 65 o. vert.	7.500
2 SA 60 r.f.	2.500
2 SA 70 r.f.	2.500
2 SA 122 FI som	3.000
2 SA 161 FI vídeo	3.500
2 SA 162 idem	3.500
2 SA 163 r.f.	3.500
2 SA 166 r.f.	3.500
2 SB 232 pot.	15.000
2 SC 293 s. vídeo	12.000

## TRANSISTORES PARA RÁDIOS

Jógo de transistor Mitsubishi 7 e diodo	3.000
Jógo de transistor Hitachi 7 e diodo	3.500

## MATERIAIS PARA T.V. SONY

Transf. de s. horiz.	3.500
Transf. de b. horiz.	3.500
Transf. de b. vert.	3.500
Transf. driver som	3.500
Transf. driver hor.	3.500

Transf. Puls. hor.	3.500
Antenas TV 4"	15.000
Alto-falante TV 4"	6.000
Alto-falante TV 5"	6.000
Alto-falante TV 9"	8.000
Ret. Selenium TV 4"	4.000
Ret. Selenium TV 5"	5.000
Fly-Back TV 4"	15.000
Fly-Back TV 5"	50.000
Yokes p/ TV 5"	20.000
Transf. força TV 4"	15.000
Transf. força TV 5"	15.000
Válvula 1 DK 1	8.800
Válvula 1 SK 2	8.000
Chassis deflexão 9"	130.000
Chassis vídeo e som 9"	90.000
Chassis deflexão 5"	80.000
Chassis vídeo e som 5"	75.000
Seletor de canais 5"	85.000
Gravador Crown Mod. 5310	165.000
Gravador Crown Mod. 5400, grava 4 horas	265.000
Cond. 4.000 x 15 V	5.000
Cond. 500 pf x 4.000 V	1.000
Tubos de 5"	80.000
Tubos de 6"	70.000
Tubos de 9"	90.000
Chave liga-desl. TV 5"	5.000
Pot. p/ TV 5" cada	2.000
Cabo de força TV 5"	18.500
Extensão p/ cabo	3.000

**"SEMPRE AOS MELHORES PREÇOS DA PRAÇA"**

3 — Deseja saber qual a disposição dos componentes na montagem do circuito da primeira pergunta.

Como já foi mencionado, o esquema em questão foi publicado com o intuito de informar aos leitores sobre os novos equipamentos (naquela época!) destinados a reparações em TV. Não possuímos informações adicionais que lhe possam ser úteis.

## APRENDIZ DO CAMINHO GOLÂNIA GOIÁS

Deseja saber o que significa VHF, UHF e MHz.

VHF é a abreviação de "Very High Frequency" que significa, em português, "Frequências muito elevadas" e compreende as frequências situadas entre 30 e 300 megahertz. UHF é a abreviação da "Ultra High Frequency", que significa, em português, "Frequências ultra elevadas" e compreende as frequências situadas entre 300 e 3 000 megahertz. MHz é a abreviação de megahertz, que é o mesmo que megaciclos por segundo (MC/s).

## INGO HOFFMANN RIO DO SUL SANTA CATARINA

1 — Com respeito ao transceptor publicado na revista n.º 213 deseja saber quais os variáveis que aparecem nas fotos.

Na figura 4, no canto superior à direita temos o variável C14 (25 pF). Na figura 5 temos, no canto inferior à direita, o variável C16 (50 pF). O condensador C31 (20 pF) é o variável de sintonia do receptor e está localizado logo abaixo de C16 (não aparece na foto).

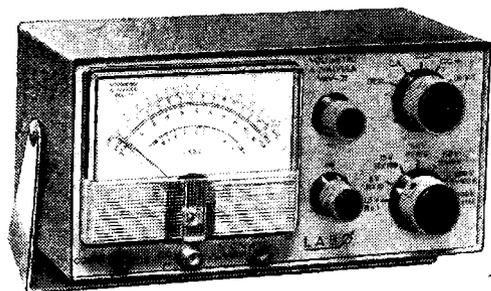
2 — Deseja saber qual o alcance desse transceptor.

Tudo depende das condições de propagação, localização dos transceptores e das antenas utilizadas. Em condições favoráveis acreditamos que o alcance seja de várias dezenas de quilômetros.

## JOÃO CORSO NETO REALEZA PARANA

Queixa-se de um amplificador de audição pública que já queimou cinco unidades de som de 25 watts. Estas não duram mais que algumas horas, mesmo a baixo volume.

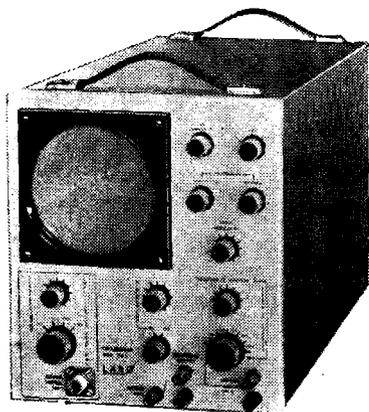
Ao que tudo indica o amplificador em questão está com oscilação de alta-frequência, produzindo uma grande sobrecarga no alto-falante e, conseqüentemente, inutilizando-o. A constatação de presença de oscilação de alta-frequência (na falta de um osciloscópio) poderá ser feita com um voltmetro para corrente alternada (na escala de 10 ou 50 V). Ligue o voltmetro em paralelo com o alto-falante; se, sem sinal na entrada, ou com pequeno sinal, o voltmetro indicar 10 volts ou mais está comprovada a presença de oscilação; agora é só verificar onde ela se origina.



**VOLTIMETRO ELETRÔNICO**

Mod. VAV-71

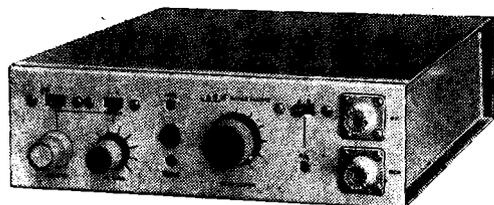
28 faixas de medição  
Excepcional estabilidade e precisão.



**OSCILOSCÓPIO DE 120 mm**

Mod. 549-C

Resposta vertical 5 Hz até 5 MHz.



**GERADOR DE VARREDURA PARA 455 KHz,  
COM MARCADOR A CRISTAL**

Mod. BAVAR

Um instrumento imprescindível na indústria de  
receptores de rádio.

**LABO**

**RUA CACHOEIRA, 1370 - TELEFONE: 92-2154  
SAO PAULO**

# Índice dos Anunciantes

Amaral e Campos .....	68
Antelândia .....	88
Antenas Rangel .....	80
Aplicações Eletrônicas Artimar .....	88
Auri Som .....	2
Begli .....	11
Bernardino Migliorato .....	73
CKS .....	89
Casa dos Toca-discos .....	84
Casa dos Transformadores .....	9
Casa Rádio Fortaleza .....	36
Caso Sotto Mayor .....	70
Centro do Transistor .....	90
Easa .....	12
Eletrônica Belenense .....	78
Eletrônica Guanabara .....	82
Ellis .....	17
FNS .....	84
Grey Eletricidade .....	21
Hi Grade .....	67
Ibrape .....	19
Imporletron .....	66
Imel .....	82
Instituto R. T. Monitor .....	20, 24
Ipe .....	10
Kanda .....	15
Kron .....	71
L. Caselli .....	83
Labo .....	91
Log .....	7
Lojas do Livro Eletrônico .....	73
Luigi Bacchini .....	23
Magnaton .....	14
Motoplay .....	4.ª capa
Nipon Rádio e Televisão .....	16
Novik .....	2.ª capa
Promir .....	4, 5
Radiotécnica Timbiras .....	6
Radiotécnica Aurora .....	8, 74, 85
Renz .....	87
Solhar .....	76
Stevenson .....	65
Teleunião .....	89
Tesla .....	22
Transcoil .....	18
Unda do Brasil .....	3
Valvotécnica .....	81
Wil-Sal .....	1
Winco .....	3.ª capa
Zephir .....	13

# RÁDIO e TELEVISÃO

REVISTA MONITOR DE

## SUMÁRIO

N.º 227  
ANC XX  
MARÇO 1967

Amplificador sismográfico para abaixo de 1 Hz .....	25
Diagrama comercial (Transistor portátil GE RT3828) .....	30
O «grilo falante» .....	32
Projeto de transformadores de áudio, força e choques de filtro (8ª parte) .....	39
Base móvel para seu osciloscópio .....	45
Antenas coletivas (4ª parte) .....	47
Sistemas telex (2ª parte) .....	51
As pilhas secas (3ª parte) .....	54
Noticiário industrial .....	58
Bancada de serviço .....	59
Um versátil relê operado pela luz .....	61
As antenas (5ª parte) .....	63
Amplificador de 40 watts .....	75
Livros em revista .....	77
A linguagem dos computadores .....	79
Tabela de conversão de temperaturas .....	86
Consultas .....	87

## NOSSA CAPA

O «GRILLO FALANTE» — Ver artigo na página 32.

Os artigos da revista RADIO-ELECTRONICS são publicados com autorização dos editores Gernsback Publications, Inc., USA.

Proibida a reprodução total ou parcial dos artigos e ilustrações publicados nesta revista.

Os artigos assinados são de inteira responsabilidade de seus autores.

### CIRCULAÇÃO

ESTA REVISTA CIRCULA EM TODO  
O PAÍS, PORTUGAL E COLÔNIAS.  
TIRAGEM: 21.000 EXEMPLARES

Preço do exemplar ..... NCr\$ 0,80  
Número atrasado ..... NCr\$ 1,00

### ASSINATURAS

1 ano simples ..... NCr\$ 9,00  
1 ano c/ registro ..... NCr\$ 10,50  
1 ano, aérea ..... NCr\$ 15,00

REVISTA TÉCNICA MENSAL  
EDITADA SOB O PATROCÍNIO DO  
INSTITUTO RÁDIO TÉCNICO  
MONITOR

### Proprietário:

**NICOLÁS GOLDBERGER**

### Redator Responsável:

**PROF. HENRIQUE GOLDBERGER**

### Redator Técnico:

**OCTAVIO A. T. ASSUMPCÃO**

### Supervisor:

**ENG. EUGÊNIO GOLDBERGER**

### Secretário:

**WALDOMIRO RECCHI**

### Direção Gráfica:

**IGNÁZ WEITMANN**

### Redação e Administração:

**R. DOS TIMBIRAS, 263 - TEL.: 32-3141  
C. POSTAL: 5009 - S. PAULO, 2 - SP  
BRASIL**

### Publicidade:

**PUBLITRÔNICA PROMOÇÕES  
E PUBLICIDADE LTDA.**

Av. Ipiranga, 1147 - 6º and. S/63  
Fone: 343978 — SÃO PAULO

### Produção Gráfica:

**TIPOGRAFIA AURORA S/A.  
RUA GEN. COUTO MAGALHÃES, 396**

### Distribuidores exclusivos:

**FERNANDO CHINAGLIA  
DISTRIBUIDORA S/A.  
Rua Teodoro da Silva, 907 - ZC-11  
RIO DE JANEIRO — GUANABARA**