REVISTA MONITOR DE

RÁDIO e TELEVISÃO

EDITADA PELO
INSTITUTO R. T. MONITOR

NCr$ 2,40

SETEMBRO 1970 N.º 269 Cr$ 2.00



PONTET
TECLASON

RÁDIO e TELEVISÃO ANO XXIII — N.º 269 — SETEMBRO DE 1970

T.V. RCA 1970

Miguel S. Incani

O televisor que apresentamos neste artigo é um aparelho econômico e de excepcional desempenho. Utiliza 13 válvulas, além do cinescópio que pode ser de 59 ou 61 cm. O jôgo de válvulas poderá ser com filamento de 6,3V, caso em que se empregará transformador de filamento, ou para ligação em série (450 mA), alimentadas diretamente pela rêde.

Na versão para ligação em série a soma das tensões de filamento nos dá 108,5 V; considerando-se a tolerância admitida pelo fabricante (± 10%) conclui-se que os filamentos poderão ser alimentados diretamente pela rêde, sem necessidade de resistor redutor, desde que a tensão esteja entre 96,7 e 118,3 V.

Damos abaixo, as funções das diversas válvulas (entre parênteses está a válvula da série de 450 mA).

Seletor

O seletor a ser utilizado neste televisor deve ser escolhido mais à vista de sua figura de ruído, uma vez que o amplificador de FI utilizado é de alto ganho.

FI de vídeo

É constituída de três estágios, empregando duas 6BZ6 e meia 6GH8A. Apresenta ganho elevado e alta sensibilidade (livre de oscilações). As bobinas são especialmente projetadas com baixo Q, e carregadas resistivamente, de maneira a permitir a fácil obtenção de curva de FI, com o ganho desejado.

V1	— amplificadora de RF (seletor)	6GK5	(3GK5)
V2	— conversora (seletor)	6CG8A	(6CG8A)
V3	— 1ª amplificadora de FI	6BZ6	(4BZ6)
V4	— 2ª amplificadora de FI	6BZ6	(4BZ6)
V5A	— 3ª amplificadora de FI	1/2 6GH8A	(1/2 6GH8A)
V5B	— osciladora vertical	1/2 6GH8A	(1/2 6GH8A)
V6A	— amplificadora de vídeo	1/2 6JV8	(1/2 8JV8)
V6B	— separadora de sincronismo	1/2 6JV8	(1/2 8JV8)
V7A	— amplificadora de FI de 4,5 MHz	1/2 6GH8A	(1/2 6GH8A)
V7B	— preamplificadora de áudio	1/2 6GH8A	(1/2 6GH8A)
V8	— amplificadora de potência de áudio	6BQ5	(10BQ5)
V9	— amplificadora de saída vertical	6BQ5	(10BQ5)
V10A	— osciladora horizontal	1/2 6GH8A	(1/2 6GH8A)
V10B	— amplificadora de CAG chaveada	1/2 6GH8A	(1/2 6GH8A)
V11	— amplificadora de saída horizontal	6GW6/6DQ6B	(17GW6/17DQ6B)
V12	— amortecedora	6DE4	(22DE4)
V13	— retificadora de MAT	1G3GT	(1G3GT)
V14	— cinescópio	23FP4 ou 24ARP4	(23CQP4 ou 24FMP4)

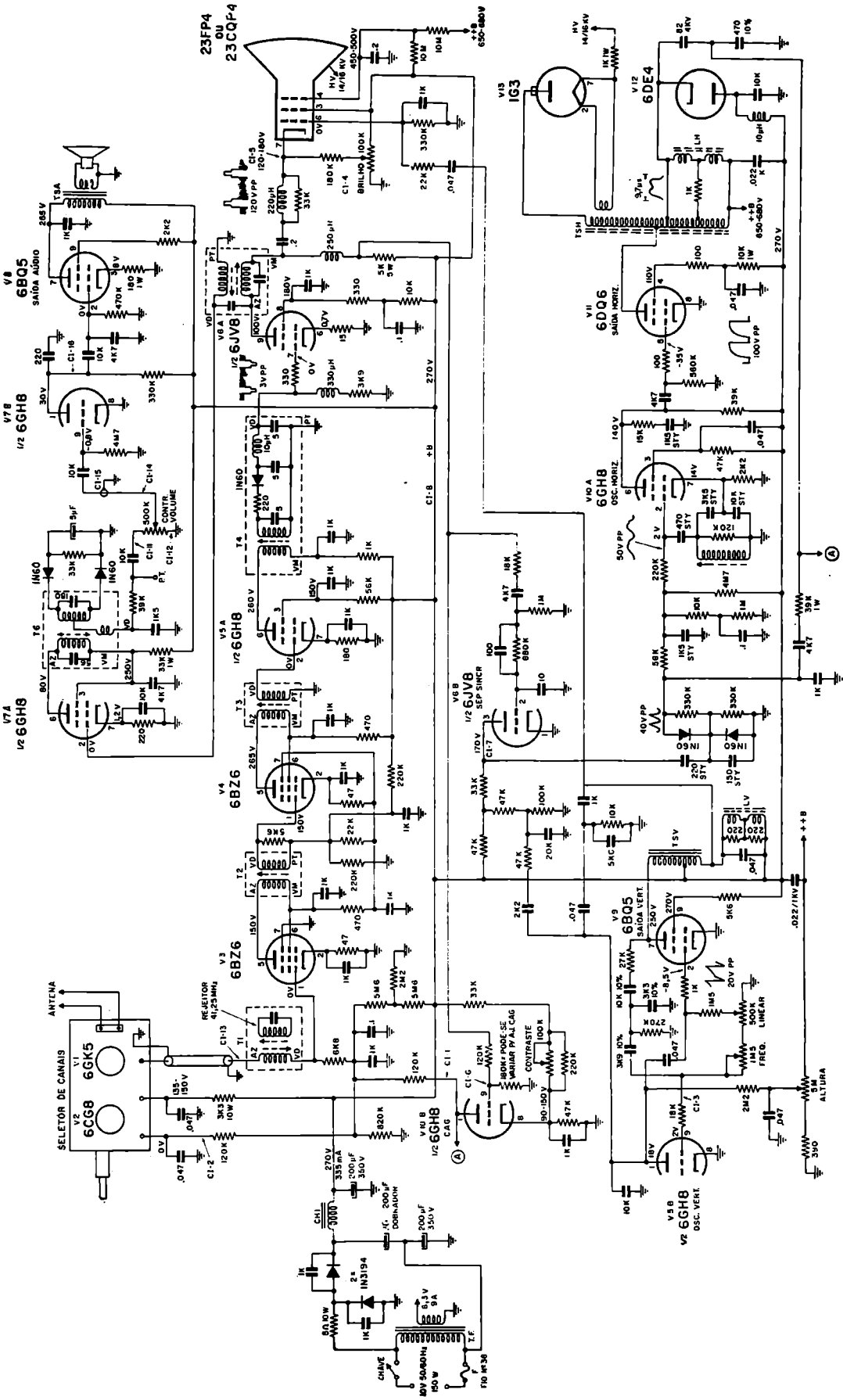


Figura 1
Diagrama esquemático do TV RCA 70

Amplificador de vídeo

O amplificador de vídeo utiliza um circuito convencional, empregando a seção pentodo da 6JV8.

A compensação da resposta de vídeo é feita por três bobinas de aguçamento ("peaking-coil"). O contrôle de contraste é feito através do ganho global do amplificador de FI.

O sinal de áudio é retirado da placa através de T5, que funciona como armadilha de 4,5 MHz.

Amplificador de FI de som (4,5 MHz) e estágio de áudio

A seção pentodo de V7 opera como amplificadora e limitadora, entregando um sinal uniforme e estável ao primário de T6 (transformador discriminador de áudio). A outra seção de V7 é empregada como preamplificadora de áudio, fornecendo sinal suficiente para excitar V8 (6BQ5) que é amplificadora de potência de áudio.

Separador de sincronismo

O separador de sincronismo utiliza a seção triodo de V6 que opera como ceifador e amplificadora de sincronismo. O circuito foi desenhado para que, mesmo em condições de sinal fraco e interferência, não haja perturbação sensível na sincronização vertical e horizontal.

A separação posterior é feita por circuitos convencionais.

Amplificador de CAG e sinais de sincronismo

A seção triodo de V10, 6GH8A comanda todo o circuito de CAG, utilizando como referência o nível do sinal de vídeo e disparando ao receber na placa o pulso do horizontal no momento de extinção; consegue-se assim, manter constante o nível do sinal no detector para variações entre 10 μV e 300000 μV p-p de sinal de RF na antena.

Os ruídos causarão pouco distúrbio pois o CAG estará desligado durante a exploração e ligado durante a extinção.

Determinando-se o ponto de trabalho dêste triodo, determina-se o valor p-p do sinal no detector de vídeo sem alterar sua curva. Pode-se assim, variar o contraste de forma simples e eficiente.

Deflexão vertical

Êste circuito utiliza a seção triodo de V5 como excitadora e V9 como amplificadora de potência. Foi utilizado o sistema multivibrador, com uma forte realimentação negativa, garantindo alta estabilidade e surpreendente linearidade.

A 6BQ5 (V9), além de altamente estável, possui grande reserva de potência, o que garante ótimo desempenho.

Circuito de varredura horizontal

Empregando três e 1/2 válvulas: 1/2 V10, osciladora senoidal, em circuito clássico; V11, amplificadora de potência; V12, amortecedora; V13, retificadora de M.A.T.

A disposição do circuito é clássica, com tomada capacitiva para o pulso de CAF e CAG, com sintonia na 3.ª harmônica em 9,7 μs.

O CAF utiliza dois diodos de germânio. Daí se obtém o nível CC que irá comandar o oscilador senoidal que comanda um conformador RC responsável pela excitação da válvula de saída (6GW6/6DQ6B). Esta, através de T.S.H, fornece a deflexão pa-

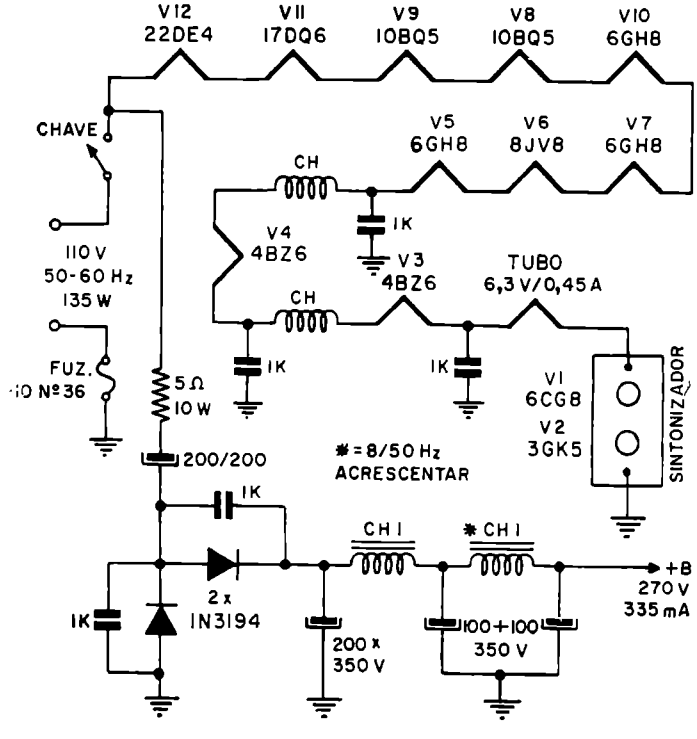


Figura 2

Ligação dos filamentos, no caso de se usar a série de 450 mA

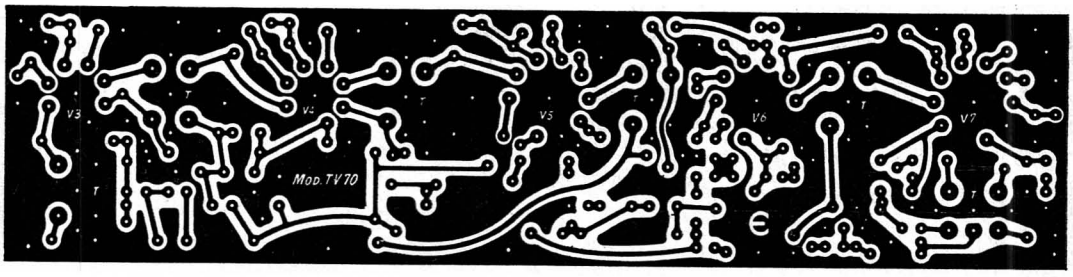


Figura 3

Desenho da placa de circuito impresso (o desenho está com a metade do tamanho natural).

ra a bobina defletora que, após o período de deflexão devolve um pulso que, retificado pela válvula amortecedora fornece a tensão de +B reforçado.

Fonte de alimentação

No diagrama esquemático ilustrado (figura 1) apresentamos a fonte de alimentação com transformador para suprir os filamentos das válvulas com 6,3 V.

Na figura 2 apresentamos a alternativa para ligação dos filamentos em série.

Montagem

A montagem não é crítica, uma vez que o circuito de FI de vídeo e som é montado em circuito impresso (ver figura 3 e 4). É importante, porém, que êste circuito fique o mais longe possível do circuito de saída horizontal.

A firma Indústria e Comércio Teclason Lda. está fabricando um chassi especialmente projetado para êste TV.

Calibração

Vídeo

O processo recomendado para calibração do canal de FI de vídeo é o seguinte:
a — Sintonizar o gerador de varredura de 44 MHz e ligá-lo a uma blindagem que deverá ser encaixada em V2 (6CG8A) no seletor de canais.

b — Alimentar o CAG do seletor com —3VCC

c — Ligar o osciloscópio na saída do detector de vídeo.

A curva a ser conseguida está apresentada na figura 5.

Som

Vejamos, agora, como se procede à calibração da FI de som:

a — Sintonizar o gerador de varredura em 4,5 MHz e ligá-lo à grade de V7A (pino 2) através de um condensador de 0,01 μF.

b — Ligar o osciloscópio na entrada do contrôle de volume.

c — Ajustar o "S" do discriminador T6.

d — Ligar o gerador de varredura na grade 1 de V6A (pino 7).

e — Ajustar os núcleos de T5 para amplitude máxima e melhor linearidade.

Dependendo dos recursos do gerador empregado, pode ser conveniente um pequeno "retoque auditivo" em T5 e T6 utilizando o sinal de uma emissora.

No diagrama esquemático (figura 1) estão anotados os valores das tensões CC, as tensões pico-a-pico e algumas formas de onda.

Lista de material

Resistores

1 — 820 K
4 — 120 K
1 — 6K8
2 — 5M6
2 — 2M2
2 — 180 K
4 — 220 K
5 — 47 K
4 — 33 K
1 — 100 K
1 — 680 K
2 — 1M Ω
2 — 18 K
1 — 390 K
1 — 1M5
1 — 1 K
1 — 270 K
1 — 27 K
3 — 330 K
1 — 56 K
2 — 4,7 MΩ
2 — 2K2
2 — 39 K
1 — 560 K
2 — 100 Ω
3 — 220 Ω
1 — 470 K
2 — 47 Ω
2 — 470 Ω
2 — 22 K
2 — 5K6
1 — 180 Ω, 1 W
1 — 3K9
2 — 330 Ω
1 — 15Ω
2 — 10MΩ
1 — 180 Ω
3 — 1 K, 1 W
1 — 39 K

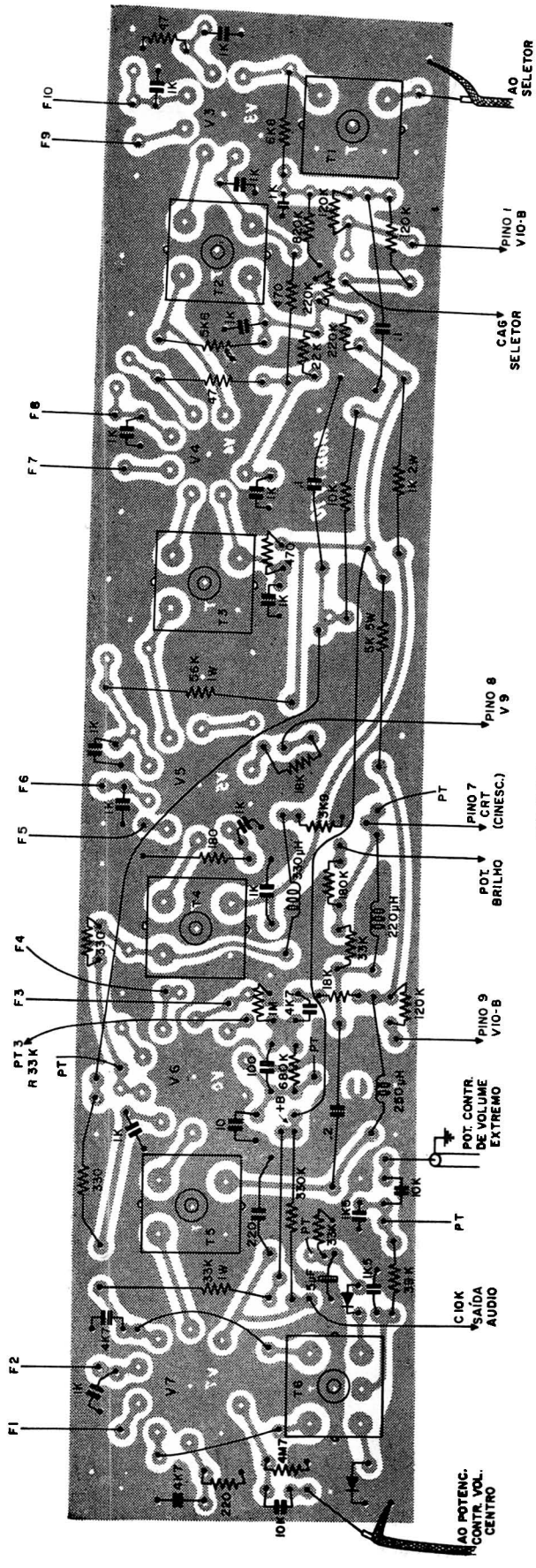


Figura 4

Localização dos componentes na placa de circuito impresso.

1 — 33 K, 1 W
1 — 330 K
1 — 56 K, 1 W
2 — 10 K
2 — 15 K
1 — 5 Ω, 10 W, fio
1 — 5 K, 5 W, fio
1 — 3K3, 10 W, fio
1 — 10 K, 5 W, fio

Potenciômetros

1 — 5 M lin
2 — 100 K lin
1 — 1M5 lin
1 — 500 K lin
1 — 500 K log c/chave

Condensadores eletrolíticos

1 — 200 μF, 200V — do tipo especial para dobrador
2 — 200 μF — 350 V — c/ rôsca

Condensadores cerâmicos de disco (valores em pF)

17 — 1 K — 500 V — GP
5 — 10 K — 500 V — GP
2 — 3K3 — 500 V — GP 10%
1 — 5K6 — 500 V — GP
1 — 2K2 — 500 V — GP
1 — 20K — 500 V — GP
1 — 100 — 500 V — GP 10%
1 — 10 — 500 V — GP
5 — 4K7 — 500 V — GP
1 — 1K5 — 500 V — GP
1 — 220 — 500 V — GP
1 — 82 — 4KV — HV
1 — 3K9 — 500 V — GP 10%
1 — 470 — 1KV
1 — 10K — 500 V — GP 10%

Condensadores Styroflex (valores em pF)

1 — 10K, 400V, 5%
1 — 220, 400V, 5%
1 — 150, 400V, 5%
1 — 470, 400V, 5%
1 — 3K9, 400V, 5%
2 — 1K5, 400V, 5%

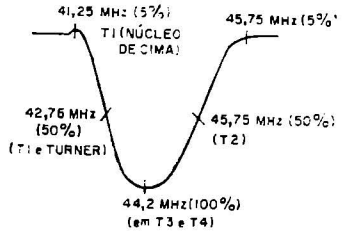


Figura 5

Curva correta da calibração de vídeo.

Condensadores poliester

6 — 0,047 μF, 400V
1 — 0,1 μF, 160V
1 — 0,047 μF, 600V
2 — 0,1 μF, 400V
1 — 0,2 μF, 160V
1 — 0,2 μF, 400V

Condensador a óleo

1 — 0,022 μF, 1KV

Diversos

1 — Chassi base (Teclason-Pontet)
1 — Suporte de Seletor (Teclason-Pontet)
1 — Caixa de Alta Tensão (Teclason-Pontet)
1 — Circuito impresso para FI (Eletrocomp)

Soquetes

1 — Soquete p/ 1G3
3 — Soquetes 9 pinos
3 — Soquetes 9 pinos p/impresso
2 — Soquetes 7 pinos p/ impresso
3 — Soquetes tipo octal
1 — Base de 8 pinos p/ soquete octal

Transformadores

p/ filamento — 110V, 6,3V
T.S.V. — WK 6.425
T.S.Som — WK 4.023
Choque de filtro — WK 3.253

Bobinas

Osc. horizontal
Bobinas de aguçamento ((Begli)
330 μH
250 μH
220 μH

Transformadores

(Begli ou Douglas)

T1 — FI de entrada
T2 — FI de 44 MHz
T3 — FI de 44 MHz
T4 — Detectora de vídeo
T5 — Armadilha de 4,5 MHz e 1.ª FI de som
T6 — Detectora de relação

Diodos

2 — 1N3194
4 — 1N60

Válvulas e cinescópios

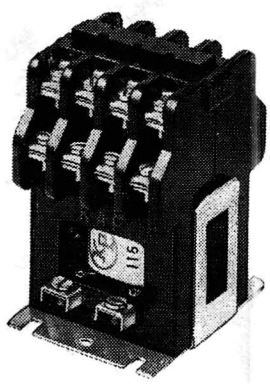
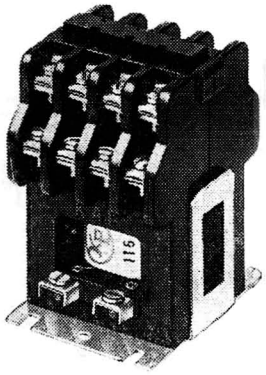
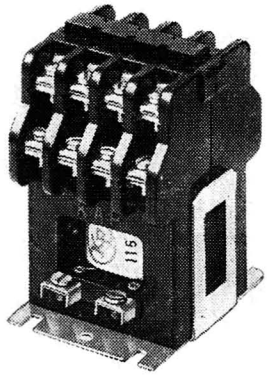
Filamentos em paralelo, 6,3V

2 — 6BZ6
3 — 6GH8A
1 — 6JV8
1 — 6GW6/6DQ6B
1 — 6DE4
2 — 6BQ5
1 — 6GK5 (seletor)
1 — 6CG8A (seletor)
1 — 1G3GT
1 — 23FP4

Filamentos em série, 450 mA

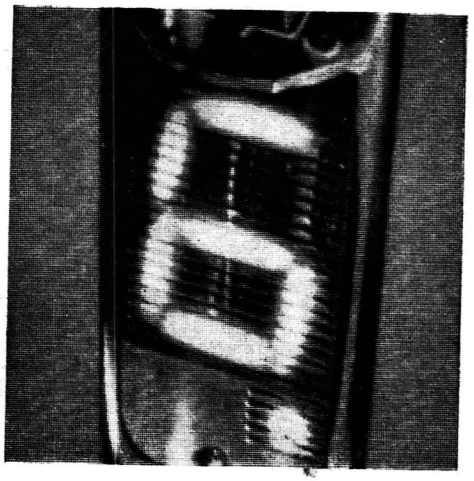
2 — 4BZ6
3 — 6GH8A
1 — 8JV8
1 — 17GW6/17DQ6B
1 — 22DE4
2 — 10BQ5
1 — 3GK5 (seletor)
1 — 6CG8A (seletor)
1 — 1G3GT
1 — 23CQP4

Ω

NOVO CONTATOR

APARELHAGENS ELETRÔNICAS "KAP." LTDA.
Rua Madre de Deus, 546
Fones: 93-9332 — 92-2063
Cx. P. 4395 - S. P. - Brasil



EXPERIÊNCIA COM INDICADORES DIGITAIS

Jim Ashe

de RADIO-ELECTRONICS

A corrida continua; tanto os indicadores alfanuméricos de estado sólido como a néon têm suas vantagens, mas agora os indicadores a néon estão ganhando terreno sob a nova forma de indicadores subminiatura.

A Alco Electronics Products Inc. (de Lawrence, Mass. USA) introduziu recentemente os indicadores Elfin MG-19 para serem utilizados em pequenos instrumentos. A coloração vermelho-alaranjada e o alto brilho dos segmentos tornam os caracteres perfeitamente visíveis sob as mais adversas condições de iluminação.

Como funcionam os indicadores Elfin

Os novos indicadores são pequenas lâmpadas néon de catodo frio e de construção relativamente complexa. Diferentemente dos dispositivos similares, o Elfin apresenta os caracteres num único plano, sendo empregados 9 segmentos (figura 1). Dependendo das necessidades do projetista, poderá ser necessário o emprêgo de um circuito relativamente complexo destinado à decodificação de sinais binários ou outros sinais. Além dos números de zero a nove, os indicadores Elfin podem também apresentar inúmeras letras.

Cada indicador Elfin possui 10 conexões elétricas (figura 2). O condutor A é o anodo comum e os outros nove condutores correspondem aos segmentos, conforme está indicado na figura 1. Se ligarmos o anodo a uma tensão de +200 V, aproximadamente, e os catodos à terra através de um resistor de 220 K, os segmentos acender-se-ão. O ponto decimal que é um elemento menor, necessita de um resistor em série com um valor várias vêzes maior.

Elètricamente, o Elfin nada mais é do que a nossa velha e útil conhecida: a lâmpada néon. Entretanto, suas tensões de ignição e extinção são bem mais elevadas que as das lâmpadas néon comuns, talvez devido à especial mistura de gases destinada a prolongar a vida útil do Elfin. A tabela I fornece as especificações do fabricante. Note que o ponto decimal apresenta uma corrente bem menor que a do segmento.

O brilho dos caracteres do Elfin é realmente surpreendente. Isto se deve parcialmente às qualidades de absorção de luz dos elementos elétricos, os quais constituem um fundo escuro adequado. O brilho dos segmentos, por sua vez, é também muito intenso, o que possibilita fácil lei-

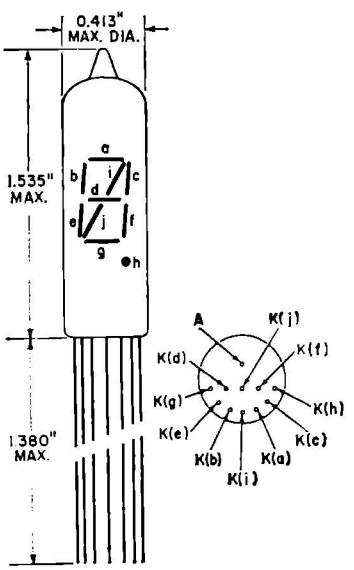


Figura 1

Figura 2

TABELA I

Especificações do Elfin
Alimentação de anodo: 230 VCC
Corrente de catodo: segmento: 500 μA ponto decimal: 200 μA
Temperatura ambiente: —65°C a +70°C
Corrente de pico de catodo: segmento: 4mA ponto decimal: 200 μA
Permissível a operação pulsada.

tura com qualquer iluminação ambiente. Pode-se operar com apenas algumas dezenas de microampères em cada catodo; nestas condições, o brilho será bastante reduzido, mas a vida útil do tubo será consideràvelmente aumentada.

O gráfico da figura 3 mostra o resultado do teste com três Elfins de amostra de pré-produção. Como se vê, para uma determinada corrente, há uma tensão definida através da lâmpada e a tensão aumenta à medida que a corrente aumenta dentro da gama normal de operação. Uma vez que as lâmpadas néon apresentam uma acentuada dependência corrente-tensão obtivemos a curva, variando a tensão total através de um resistor de série de alto valor. Ajustamos a corrente, em 0,5, 1 e 1,5 mA, e medimos a tensão entre os elementos para cada uma dessas correntes. O ponto decimal foi testado a 0,2 mA. Foram notadas algumas variações de

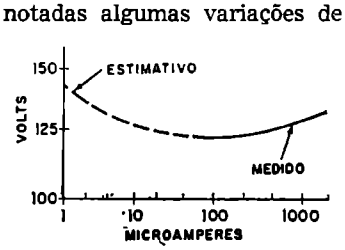


Figura 3

elemento para elemento e de tubo para tubo.

Alguns circuitos básicos

Não há dificuldade alguma em gerar tensões adequadas sob baixas correntes necessárias à operação do Elfin. Uma ou duas válvulas reguladoras a gás proporciona a estabilização necessária. Uma vez que a válvula reguladora fornece de 25 a 30 mA, poderemos alimentar pelo menos 6 Elfins sob alto nível de corrente.

Êstes indicadores são excelentes para indicações próximas ou remotas de posições

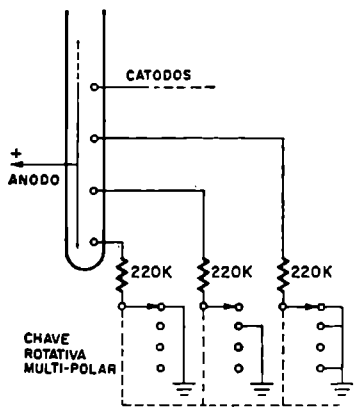


Figura 4

de chaves, servos e outros serviços em que o sistema de contrôle é constituído por chaves. A figura 4 apresenta o circuito básico, a partir do qual você poderá elaborar o seu circuito para satisfazer suas necessidades.

Neste caso cada catodo possui, em série, um resistor limitador de corrente, sendo que o ponto decimal (se usado) deverá ter em série um resistor de valor bem mais elevado. Não podemos usar um único resistor em série com o anodo (como é usado com os tubos Nixie), porque a corrente varia conforme a quantidade de elementos sele-

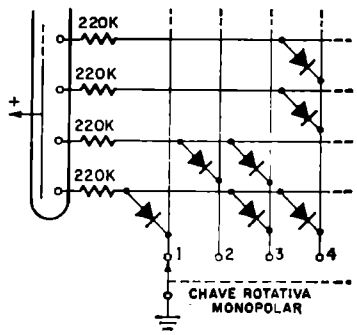


Figura 5

cionados. O sistema mais simples de comutação não requer diodos nem outros semicondutores. Simplesmente executa-se a fiação dos contatos fixos de maneira que os elementos apropriados sejam ligados à terra em cada posição da chave. Neste sistema é necessário uma pastilha extra na chave para cada elemento. Isto funciona para uma chave de 7 ou 9 pastilhas e uma posição para cada caráter a ser apresentado. Se utilizarmos diodos, esta complexidade pode ser reduzida a uma chave com uma só pastilha (veja figura 5).

Na posição 1, sòmente o catodo Ka "vê" uma conexão elétrica para a terra, na posição 2 sòmente Kb, na posição 3 ambos, e assim por diante. Isto lhe possibilita projetar o sistema segundo as necessidades que tiver.

Se você não entendeu bem a finalidade dos diodos, imagine um dêles substituído por um condutor e comece a girar a chave em suas diversas posições. Esta é, simplesmente, uma matriz de diodos, que requer 49 diodos para poder apresentar os números de 0 a 9 utilizando uma chave de 1 pólo, 10 posições. Nesta matriz poderão ser utilizados quaisquer diodos que suportem pelo menos 200 V de pico inverso.

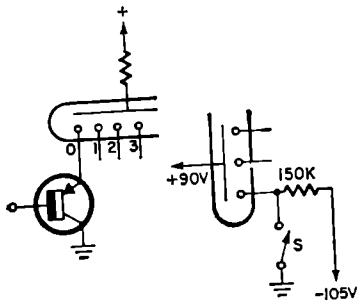


Figura 6 Figura 7

E como funciona o Elfin com comutadores de estado sólido? Os tubos Nixie são. algumas vêzes, controlados diretamente pelo circuito apresentado na figura 6, mas os transistores para essa aplicação deveriam apresentar um V_{CEO} de 200 volts. Com isso verificamos ser impossível empregar transistores baratos, como os tipos para pequenos sinais. Mas o problema poderá ser solucionado se analisarmos mais detalhadamente a curva da figura 3.

Se o Elfin fôr comutado do estado desligado (com tensão insuficiente) para o estado ligado com corrente adequada, a diferença de tensão pode ser suficientemente baixa, de maneira a poder-se empregar transistores comuns. A figura 7 apresenta um circuito exequível.

Êle funciona da seguinte maneira: Suponhamos que o interruptor S esteja fechado. Teremos do anodo para a terra uma diferença de potencial de 90 volts. Segundo as características de tensão e corrente que medimos, verificamos que não há fluxo de corrente de cêrca de 0,8 mA entre a terra e o terminal negativo da fonte. Vamos abrir, então, o interruptor S.

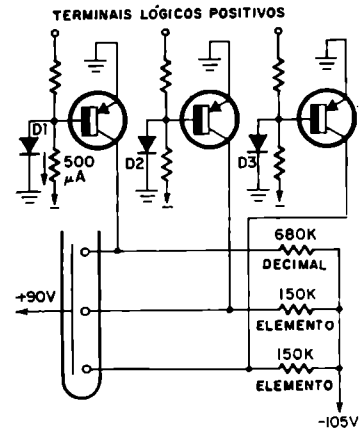


Figura 8

Isto nos dá a soma das tensões positiva e negativa da fonte aplicada ao Elfin através do resistor 150 K. O tubo se acende e a tensão através dêle vai a 120 volts, aproximadamente, havendo cêrca de 80 volts através do resistor e um fluxo de corrente da ordem de 0,5 mA. O contato superior da chave cai de 0 para —30 volts, que é uma tensão aceitável para um transistor comum. Vemos que o transistor tem que ser do tipo PNP.

Vamos, então, fazer o circuito trabalhar com transistores. O circuito indicador completo está mostrado na figura 8. Neste circuito o resistor de polarização que vai da base ao terminal negativo, mantém cada um dos transistores saturado até que seja aplicado um sinal de desligamento. Êsse sinal leva o transistor ao corte e o elemento correspondente se acenderá. Os diodos D1, D2, etc, protegem as bases contra excessivas tensões de desligamento e poderão ser omitidos nos projetos em que estão incluídos também os circuitos excitadores e dos quais já se sabe que não excederão às tensões máximas admissíveis.

Êste circuito é controlado por lógica positiva e desde que as bases estejam grampeadas, com apenas poucas centenas de milivolts negativos, podemos usar fàcilmente CI's convencionais de lógica positiva e fonte positiva. Agora, se você deseja executar o indicador por meio de uma linha pararela, com um condutor por caráter, pode usar o sistema de matriz mencionado anteriormente para efetuar a tradução do caráter para a lógica do elemento.

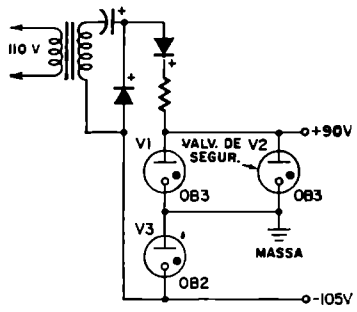


Figura 9

Existem inúmeros tipos de transistores que se adaptam ao nosso caso. Uma vez que as características V_{CEO} são estabelecidas pelos fabricantes com bastante pessimismo, um transistor, cuja especificação de V_{CEO}, com base aberta, seja de 25 V, será adequado para o nosso caso, já que suportará no mínimo 30 V. O transistor GE 2N5365 tem um V_{CEO} especificado em 40 volts.

A figura 9 apresenta um circuito de uma fonte de alimentação simples e adequada às nossas experiências. Se a válvula reguladora V1 falhasse, o excesso de tensão danificaria o Elfin e os transistores. Para dar maior proteção, colocamos uma outra válvula idêntica em paralelo com V1 (V2) e marcamos no chassi qual delas deve acender durante a operação normal. Se verificarmos que a válvula que está acesa não é aquela que normalmente se acendia, é sinal de que aquela deixou de funcionar e deve ser substituida, a fim de que se tenha novamente a margem de segurança.

Ω

ADAPTAÇÃO PRÁTICA E ECONÔMICA PARA FONES ESTEREOFÔNICOS

Celso Penteado Serra

Se o leitor possuir um toca-discos, um gravador estéreo ou mesmo um combinado completo de Hi-Fi, não dispondo, todavia, de saída para um par de fones estereofônicos, poderá fàcilmente adaptar ao circuito um jaque para essa finalidade.

Ao contrário do que geralmente se pensa, a audição estereofônica proporcionada pelos fones é muito satisfatória. Embora não haja espaço na cápsula do fone para a instalação de um "woofer" pesado de 12 ou 15 polegadas, a não-linearidade da impedância acústica do ouvido humano recompõe as sub-harmônicas dos sons reproduzidos, restabelecendo, dessa maneira, com grande eficácia, a audição dos graves.

A adaptação para fones pode ser realizada com um número reduzido de componentes, todos de preço módico e fàcilmente encontrados no mercado eletrônico.

O diagrama da figura 1 mostra o circuito de adaptação para o caso de um amplificador estéreo à válvula, no qual TR1 e TR2 representam, respectivamente, os transformadores de saída dos canais 1 e 2. Para conexão dos fones se utiliza um jaque do tipo estereofônico (J, no diagrama), tendo dois resistores R em série (um para cada canal). O valor de R é dado na Tabela I. Os cuidados que se deve tomar ao se efetuar as ligações indicadas estão na observação da polaridade correta do sinal de áudio, no secundário dos transformadores de saída. Na maioria dos casos, basta verificar como é feita a ligação para os alto-falantes (A = vivo; B = massa ou rêde de realimentação negativa). Os resistores R devem ser ligados aos pontos correspondentes, em um e outro canal. Se o ponto B fôr massa, a "manga" M do jaque pode ser também ligada à massa. Depois de terminada a ligação, convém testar com um ohmímetro a continuidade do retôrno do jaque, devendo ser indicada uma resistência nula entre o ponto M e a massa, ou entre o ponto M e os pontos B e B', nos dois canais. É claro que se os pontos B e B' não forem ligados à massa, o jaque deverá ser montado isolado do chassi, usando-se uma plaquinha de fenolite ou arruela de um material isolante adequado.

No caso de um amplificador em estado sólido com transformador de saída, a ligação do jaque será feita de modo similar ao acima descrito. Se não houver transformador de saída, como no caso dos amplificadores simétricos de terminação simples ("single ended push-pull"), a conexão para o jaque se fará de acôrdo com o diagrama da figura 2. Os resistores R são ligados **depois dos** condensadores de acoplamento C1 (canal 1) e C2 (canal 2), isto é, entre êsses condensadores e os respectivos alto-falantes, de modo a ficarem os fones desacopla-

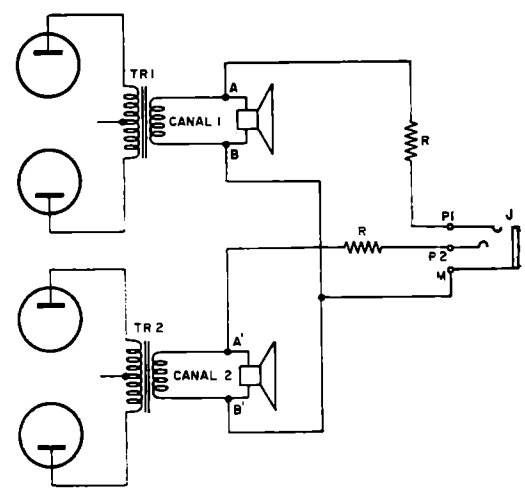


Figura 1

Circuito básico de adaptação para o caso de um amplificador estéreo à válvula.

dos das correntes contínuas dos transistores de potência dos estágios de saída.

Uma das maiores vantagens da audição proporcionada pelos fones vem a ser o seu "caráter privativo": o ouvinte se deleita à vontade, sem perturbar os presentes ou os vizinhos.

Para isso, todavia, é indispensável a colocação de um interruptor que serve para ligar ou desligar os alto-falantes, como o que se indica na figura 3. O interruptor é do tipo de dois pólos, duas posições, tendo uma seção para cada canal. Ao se desligar o alto-falante, carrega-se automàticamente a saída do amplificador correspondente com uma resistência R1 de valor adequado (ver Tabela I). É muito importante escolher um interruptor de ótima qualidade, pois um componente de procedência duvidosa pode falhar na comutação e deixar o amplificador sem carga, com enormes riscos para os seus estágios de saída, principalmente se forem transistorizados, e se o circuito do amplificador fôr desprovido de uma proteção eficiente.

Os valores estipulados na Tabela I para os resistores R, em função da potência de saída de áudio e da impedância do alto-falante (ou sistema de alto-falantes, se fôr usada uma caixa acústica com várias unidades e uma rêde divisora de freqüências), não são absolutamente críticos, admitindo uma ampla variação para mais ou para menos. Em condições ótimas de

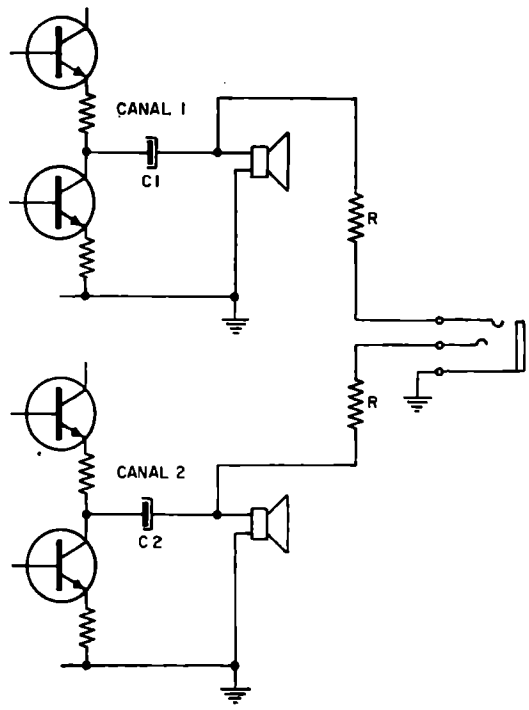


Figura 2

Circuito básico de adaptação para fones, no caso de um amplificador estéreo sem tranformadores de saída.

TABELA I

POTÊNCIA DE SAÍDA DE ÁUDIO (POR CANAL)	IMPEDÂNCIA DO ALTO-FALANTE		
	4 ohms	8 ohms	16 ohms
5 watts	R = 75 Ω, 1/2 W R = 5 Ω, 5 W	R = 100 Ω, 1/2 W R1 = 10 Ω, 5 W	R = 150 Ω, 1 W R1 = 20 Ω, 5 W
10 watts	R = 100 Ω, 1 W R1 = 5 Ω, 10 W	R = 150 Ω, 1 W R1 = 10 Ω, 10 W	R = 220 Ω, 1 W R1 = 20 Ω, 10 W
15 watts	———	R = 200 Ω, 1 W R1 = 10 Ω, 20 W	R = 270 Ω, 1 W R1 = 20 Ω, 20 W
20 watts	———	R = 220 Ω, 1 W R1 = 10 Ω, 20 W	R = 300 Ω, 2 W R1 = 20 Ω, 20 W
30 watts	———	R = 270 Ω, 1 W R1 = 10 Ω, 50 W	R = 380 Ω, 2 W R1 = 20 Ω, 50 W
50 watts	———	R = 330 Ω, 2 W R1 = 10 Ω, 50 W	R = 470 Ω, 2 W R1 = 20 Ω, 50 W

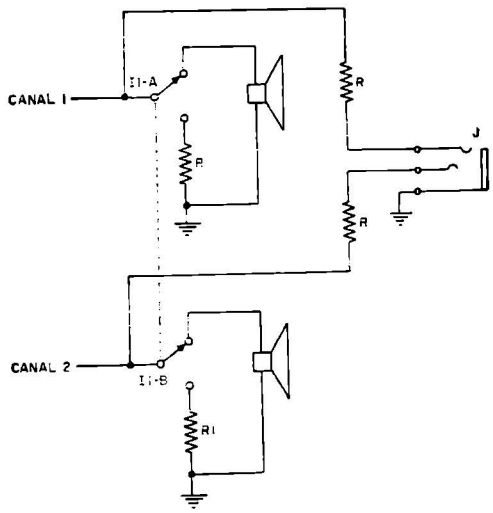


Figura 3

Circuito de adaptação para fones estereofônicos, com interruptor para os alto-falantes. Para os valores de R e R1, consultar a Tabela 1

ajuste, êsses resistores devem proporcionar uma audição confortável com os contrôles de volume no meio do curso, assegurando uma boa reserva para quando se desejar aumentar o volume e fazer os tímpanos vibrarem com satisfação! Se o volume conseguido não fôr suficiente, mesmo com os contrôles totalmente abertos, convém reduzir de 30 ou 50% o valor de R, o que poderá ser fàcilmente confirmado à custa de umas poucas tentativas. Deve-se evitar reduzir demasiadamente tal valor, a fim de impedir que os fones sejam eventualmente sobrecarregados. É possível também efetuar a correção em sentido contrário, aumentando-se o valor de R.

Quanto aos fones, a tolerância do circuito é surpreendentemente grande. Assim, por exemplo, em um teste realizado pelo autor com um amplificador estereofônico de 5 watts por canal e impedância de carga nominal de 8 ohms, a audição foi julgada excelente pela grande maioria dos ouvintes, usando-se um par de fones de 8 ohms e depois outro de 10 000 ohms, sem quaisquer alterações ou reajustes efetuados no circuito, a não ser nos contrôles de volume, ao gôsto de cada ouvinte. Ω

LEIA E ASSINE A

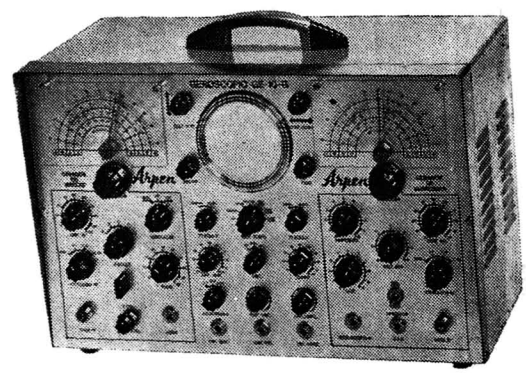
Revista Monitor de Rádio

e Televisão

GEROSCÓPIO

ARPEN -- Mod. GE-10-G

RESOLVE O PROBLEMA DOS APARELHOS MEXIDOS E A CALIBRAGEM DE SUAS MONTAGENS



Destinado ao alinhamento visual e pesquisa em aparelhos de TV e FM. Ideal para traçar curvas de resposta.

É constituído de:

Um gerador de varredura de 0 a 230 Mhertz
Um gerador de marcas variável de 3,5 a 258 Mhertz
Um gerador de áudio de 1.000 hertz
Um gerador de marcas a cristal
Um osciloscópio completo de grande sensibilidade
Uma fonte de tensão negativa para CAG

As partes constantes dêste aparelho, podem ser usadas em conjunto ou separadamente.

Aparelho de bonita apresentação, acompanhado de várias pontas de prova e detector de RF. Blindagem dupla nos circuitos de RF.

Reversão das placas do osciloscópio.

OUTRAS VANTAGENS: Fazemos demonstrações de nossos aparelhos, que são entregues pessoalmente por nossos técnicos-viajantes.

Instruimos os compradores como fàcilmente se calibram televisores com Geroscópio.

Damos assistência técnica direta, periódica e gratuita através de técnicos qualificados.

Os aparelhos ARPEN, são fabricados há 15 anos, portanto, não se trata de uma experiência, mas sim de marca consagrada.

Os componentes empregados nos aparelhos são de fabricação nacional, não havendo dificuldades com importação.

Para maiores informações dirija-se ao seguinte endereço:

PENNA & PENA LTDA.

Rua da Moóca, 3054 - Fone: 93-8334 - SÃO PAULO

A VENDA NAS PRINCIPAIS CASAS DO RAMO.

SIMPLES TESTE PARA DIODOS E RETIFICADORES CONTROLADOS DE SILÍCIO

J. H. Sutton
de Radio-Electronics

O dispositivo que descrevemos neste artigo é bastante simples, portátil e permite testarem-se retificadores controlados de silício (RCS, ou SCR, como são também designados) e diodos retificadores de silício. Embora não se trate de um instrumento sofisticado, o que seria necessário para testes precisos em laboratórios, nosso instrumento se presta perfeitamente para testes do tipo "bom-mau" e que são bastante satisfatórios nos serviços de reparações. Pode-se verificar a presença de curto-circuitos, ou circuitos abertos, em diodos retificadores e RCS's, bem como testar a capacidade de bloqueio e de disparo dos RCS's. Preferimos alimentar o instrumento com baterias a fim de torná-lo portátil. Os testes efetuados com nosso instrumento são mais objetivos do que os testes efetuados com ôhmetros, pois no nosso caso são aplicados pelo menos 10 volts ao semicondutor sob teste.

A figura 1 apresenta o diagrama esquemático do instrumento. Quando o retificador sob teste estiver em bom estado, a lâmpada se acenderá em cada uma das quatro primeiras posições de S1. Se a lâmpada não se acender em uma ou mais dessas quatro posições, é sinal de que o retificador está defeituoso. SCR1 (que faz parte do instrumento) apresenta a característica de possuir um disparo de porta bastante sensível e atua como amplificador, comparando o "sinal" do parâmetro que está sendo testado com sua própria tensão crítica de disparo de porta, e a lâmpada se acenderá se êsse parâmetro estiver correto.

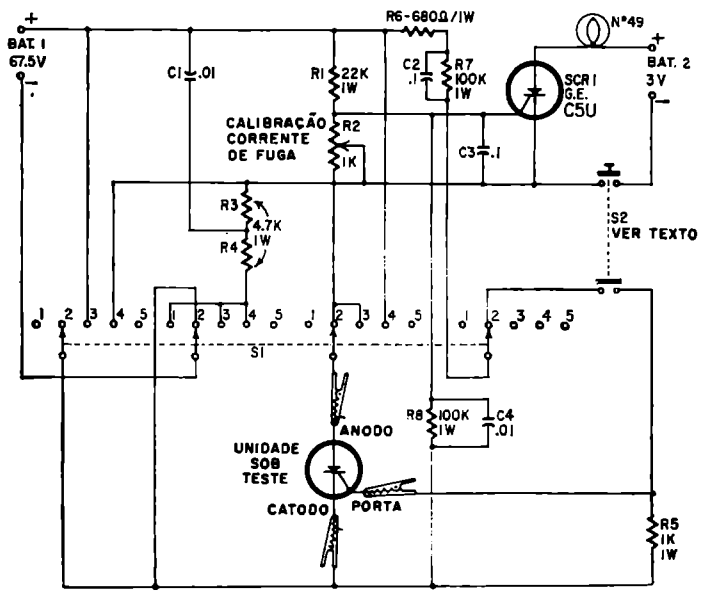


Figura 1

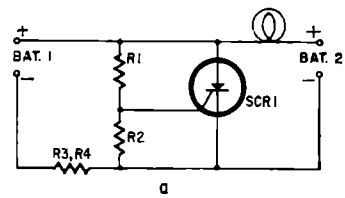


Figura 2

A chave S1 tem 5 posições:

1 — "Teste das baterias"

2 — "Queda de tensão na condução e disparo" (para RCS's)

3 — "Fuga no sentido inverso"

4 — "Fuga no sentido direto" (sòmente para RCS's)

5 — "Desligado"

As figuras 2, 3, 4 e 5 mostram os circuitos equivalentes para cada uma das posições de S1. Na posição 1 ("Teste das baterias"), a porta de SCR1 mede uma parte da tensão de BAT.1, que é a bateria de medição (figura 2). Se essa tensão fôr muito baixa, SCR1 não será disparado e a lâmpada permanecerá apagada. Se a bateria de indicação (BAT.2) estiver muito fraca, a lâmpada também não acenderá.

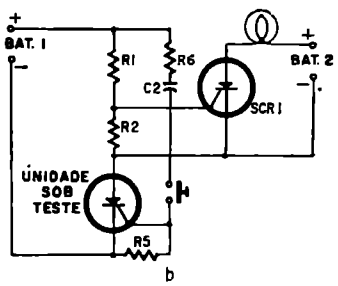


Figura 3

A figura 3 mostra o circuito equivalente da posição 2 ("Queda de tensão na condução"). Nesta posição, o diodo ou RCS sob teste é colocado em série com o circuito de medição, sendo aplicado sinal de porta se a unidade sob teste fôr um RCS. Se a queda de tensão na condução fôr suficientemente pequena, SCR1 será disparado e a lâmpada acenderá.

Para a medição da corrente de fuga, o retificador ou RCS é ligado em paralelo com o divisor de tensão do circuito

Figura 4

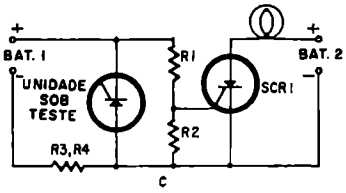
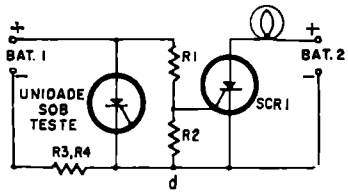


Figura 5



de detecção (figuras 4 e 5). Se houver uma corrente de fuga excessiva, será desviada corrente do resistor "sensível" R2, impedindo que SCR1 seja disparado e mantendo a lâmpada apagada.

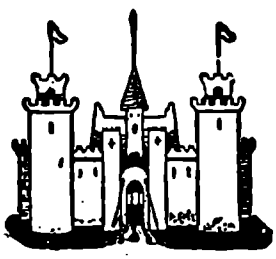
Na posição 2 ("Queda de tensão na condução") o interruptor de pressão (S2), quando comprimido, dispara a porta do RCS sob teste e, quando sôlto, restabelece SCR1. Os contatos de S2 devem ser ajustados de tal maneira que o circuito da lâmpada indicadora se feche um pouco antes de ser fechado o circuito de porta.

Ω

ERRATA

Na revista anterior (n.º 268) o último parágrafo da página 80 ficou incompleto. O parágrafo completo deveria ser:

"Dentro da vasta linha da Indústria de Transformadores Keldian Ltda, temos ainda a destacar o variador de tensão VARIKELD".



CASA RÁDIO FORTALEZA

KITS COMPLETOS: para 6, 7, 8 e 10 válvulas — TOCA-DISCOS AUTOMÁTICOS Philips e Eletronmatic — APARELHOS DE MEDIÇÃO, Testers, Analisadores — RÁDIOS Transistor 3 faixas — RADIOFONÓGRAFO Transistor — TOCA-DISCOS 3 rotações a pilha — VÁLVULAS Européias e Americanas — MÓVEIS E CAIXAS PARA RÁDIOS.

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

PERFEITO SERVIÇO DE REEMBÔLSO POSTAL E AÉREO

——— SOLICITEM NOSSA LISTA DE PREÇOS ———

AVENIDA RIO BRANCO, 218 — TEL.: 221-2658 — SÃO PAULO

CURSO BÁSICO DE ELETRÔNICA

22.ª LIÇÃO

Em sua vida profissional você terá, muitas vêzes, que tratar com diversos tipos de amplificadores designados como de classe A, classe B, classe C, etc.

Vamos estudar, no início da presente lição, esta classificação dos amplificadores, e considerar as funções em que êles são mais empregados. Passaremos, depois, ao estudo dos circuitos de realimentação negativa, muito empregados nos amplificadores de áudio.

O estudo da amplificação de audiofrequência será encerrado com o estudo dos contrôles de volume e de tonalidade. Você estará, depois disso, em condições de compreender o funcionamento dos estágios de AF dos receptores de rádio e também dos receptores de TV, pois o preamplificador, o amplificador de potência e o alto-falante dos televisores são constituídos e operam da mesma maneira que no caso dos receptores convencionais de rádio.

22.1 — Classificação dos amplificadores

Os amplificadores eletrônicos são classificados de acôrdo com a escôlha do ponto de operação da válvula na sua curva característica, e também de acôrdo com o critério de haver ou não corrente de grade no respectivo circuito. Os amplificadores fundamentais são os de classe A, B e C, sendo também muito empregados os de classe AB.

22.1.1 — Amplificadores classe A

O amplificador classe A é tipicamente representado pelo amplificador de tensão de AF estudado na 20.ª lição. Conforme se vê na figura 22.1, o ponto de operação do amplificador classe A é escolhido aproximadamente no meio da parte linear da curva característica I_B versus E_g da válvula.

Com a variação da tensão do sinal de entrada, a válvula opera entre os pontos A e B da curva característica, sem, contudo, atingir o ponto de corte C, para o qual $I_B = 0$, isto é, no qual se interrompe a corrente de placa.

O que caracteriza o amplificador classe A é, portanto, o fato de a válvula nunca ficar cortada, de modo que a corrente de placa flui no período completo do sinal de entrada.

Se a tensão de polarização de grade E_c fôr **maior** do que a amplitude do sinal de entrada, como na figura 22.1, então a grade nunca fica positiva e **não** haverá corrente de grade em nenhum momento.

O amplificador que opera nessas condições se designa como sendo de classe A1.

Se a amplitude do sinal de entrada fôr maior do que o valor E_c da tensão de polarização de grade, então haverá corrente de grade numa parte do ciclo do sinal de entrada. Tais amplificadores são de classe A2, e são raramente empregados.

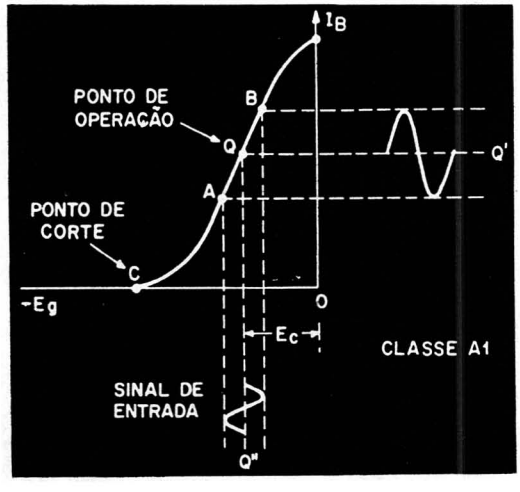


Figura 22.1

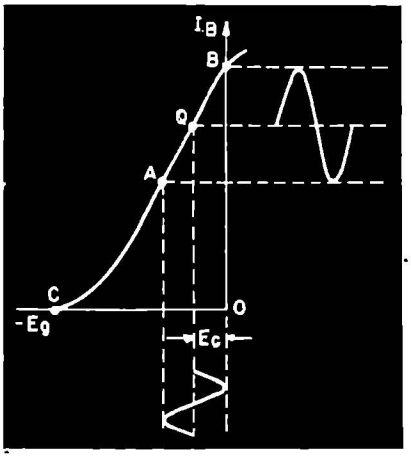


Figura 22.2

No caso limite, a amplitude do sinal de entrada é igual ao valor de E_c, como se mostra na figura 22.2. O ponto extremo superior B da "excursão" da operação da válvula se encontra, nesse caso, na interseção da curva característica I_B versus E_c com o eixo I_B.

Os amplificadores Classe A se caracterizam por apresentarem baixa distorção, pois operam na porção linear ou quase linear das características da válvula, mas o seu rendimento é muito pequeno.

O rendimento de um amplificador é a relação entre a potência de saída P_o e a potência de alimentação $P_B = E_b \times I_b'$ dada pelo produto da tensão E_b de alimentação de placa pelo valor I_B da componente contínua da corrente de placa:

Rendimento: $\frac{P_o}{P_B}$

O rendimento dos amplificadores classe A é da ordem de 1 a 10%, no máximo, o que, todavia, não prejudica o seu desempenho, pois êles são destinados, preferencialmente, ao serviço de amplificação de tensão ou amplificação de potência em baixo nível (até 10 watts, no máximo).

22.1.2 — Amplificadores Classe B

O amplificador Classe B se caracteriza pela escôlha do ponto de operação coincidindo aproximadamente com o ponto de corte da válvula, conforme se ilustra na figura 22.3.

Nessas condições, a corrente de placa só flui durante o semiciclo positivo do sinal de entrada, correspondente à "excursão" da operação entre os pontos C e B.

No semiciclo negativo, a válvula é conduzida para além do corte e não haverá corrente de placa.

Nos amplificadores Classe B, a amplitude do sinal de entrada é, geralmente, maior do que o valor E_c da tensão de polarização de grade, de modo que há, nessas condições, corrente de grade numa parte do ciclo do sinal de entrada.

Os amplificadores dêsse tipo se designam como sendo de Classe B2; a denominação de Classe B1 se reserva para o caso de não haver corrente de grade.

A eliminação de um semiciclo em cada ciclo de variação da corrente de placa representa uma forma de distorção muito séria do sinal amplificado.

A maneira de recompor o semiciclo eliminado é utilizar uma associação de duas válvulas em

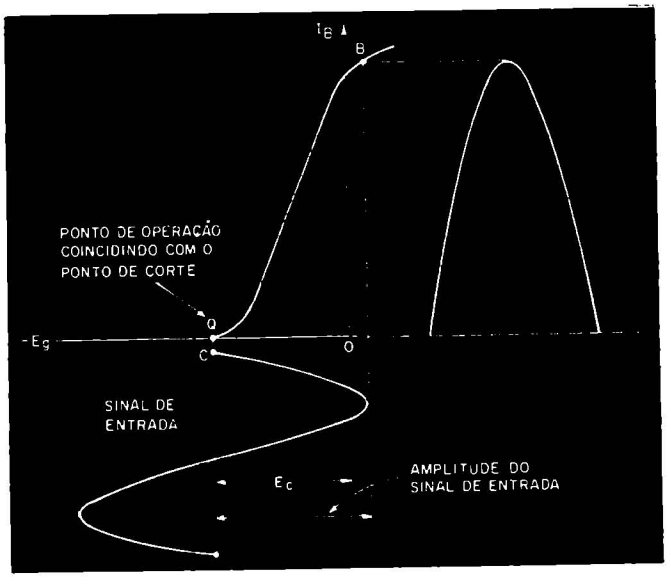


Figura 22.3

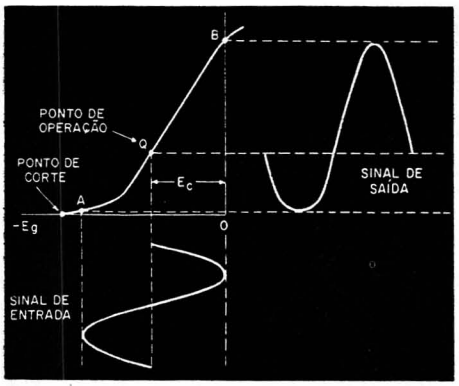


Figura 22.4

"push-pull". Como essas válvulas são excitadas em contrafase, quando uma estiver conduzindo a outra estará cortada, e vice-versa. Daí a razão pela qual os amplificadores Classe B de AF são sempre do tipo simétrico.

Devido ao elevado rendimento dos amplificadores dessa classe, êles são empregados nos moduladores dos transmissores de AM, nos sistemas de audição pública e noutras aplicações onde se requer altos níveis de potência de áudio.

22.1.3 — **Amplificadores Classe AB**

A tensão de polarização de grade necessária para operar os amplificadores Classe B é bastante grande, pois mantém a válvula cortada na ausência do sinal de entrada.

Por outro lado, a amplitude que o sinal de entrada deve ter para excitar o amplificador, também é grande.

Como solução intermediária entre o amplificador Classe A e o Classe B, existe o amplificador de Classe AB: sua tensão de polarização negativa de grade é maior que a do amplificador Classe A, mas não chega até o ponto de corte da válvula, como no caso do da Classe B.

Na figura 22.4 se mostra a região curva característica I_B na qual se opera um amplificador Classe AB1; como o prefixo 1 indica, êsse amplificador não chega a ficar com a grade positiva, de modo que não há corrente de grade.

O ponto de operação Q está na parte linear da curva ou no início da região curva. A válvula não chega a ficar cortada, mas a corrente de placa quase se anula nos picos negativos do sinal (ponto A). Como a válvula excursiona pela região não-linear de sua curva característica, o sinal de saída se apresenta bastante distorcido nas regiões correspondentes aos semiciclos negativos do sinal de entrada.

Essa correção é muito severa para que o amplificador possa operar em audiofrequência com uma única válvula, em associação simétrica ("push-pull") essa distorção é pràticamente eliminada.

Na figura 22.5 se apresenta o gráfico da operação de um amplificador de Classe AB2: nos picos positivos do sinal de grade chega a ficar positiva, havendo, portanto, corrente de grade. Nos picos negativos do sinal de entrada, a grade é negativada além do corte, interrompendo-se a corrente de placa. Essa interrupção se traduz pelo corte dos picos negativos do sinal de saída, o que representa uma forma de distorção ainda mais séria do que no caso do amplificador Classe AB1.

Tal como no caso anterior, os amplificadores Classe AB2 são constituídos por uma associação de duas válvulas em "push-pull".

Para que você possa fazer uma comparação objetiva do desempenho dos amplificadores das classes até aqui estudadas, damos abaixo os valores das potências de saída conseguidas com uma válvula 6L6 num estágio simples, e com duas 6L6 associadas em "push-pull":

1 válvula 6L6 em circuito simples, Classe A: 6,5 watts

2 válvulas 6L6 em "push-pull" Classe A: 14,5 watts

2 válvulas 6L6 em "push-pull", Classe AB-1: 24,0 watts

2 válvulas 6L6 em "push-pull", Classe AB-2: 45.0 watts

2 válvulas 6L6 em "push-pull", Classe B: 55 watts.

Os amplificadores Classe AB apresentam rendimento muito mais elevado que os de Classe A, e não distorcem tanto o sinal como os de Classe B, sendo, por isso, preferidos nos amplificadores de potência média (20 a 50 watts) que devem proporcionar uma reprodução sonora de boa qualidade.

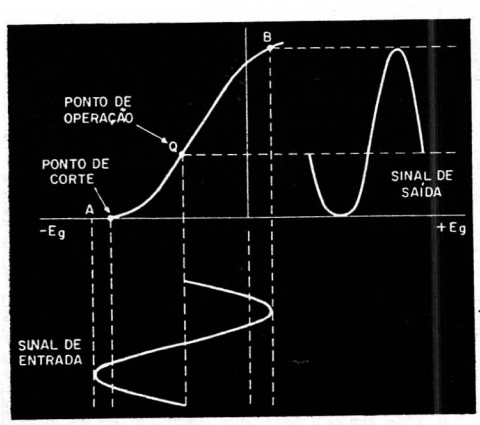


Figura 22.5

22.1.4 — **Amplificadores Classe C**

Nos amplificadores Classe C a tensão negativa de polarização de grade é muito maior do que a tensão, de modo que a válvula permanece cortada na maior parte do período, só conduzindo nos picos positivos do sinal de entrada.

O gráfico da operação de um amplificador Classe C é apresentado na figura 22.6. Os amplificadores dessa classe operam normalmente com a grade positiva em parte do ciclo, havendo, portanto, corrente de grade.

A distorção produzida pelo corte do sinal é tão grande, que não se pode pensar em recompor a sua forma original por meio de uma associação de válvulas em "push-pull". Por êsse motivo os amplificadores Classe C não são empregados em audiofrequência.

Os osciladores e os amplificadores de RF, principalmente nos transmissores de AM, operam preferencialmente em Classe C, tirando proveito do ótimo rendimento apresentado por essa categoria de amplificadores (60 a 80%).

A reconstituição da forma senoidal do sinal de entrada é feita por meio de circuitos ressonantes sintonizados na frequência do sinal de entrada. Efetuando-se a sintonia na frequência da 2ª harmônica do sinal de entrada, o amplificador opera como um dobrador de frequência.

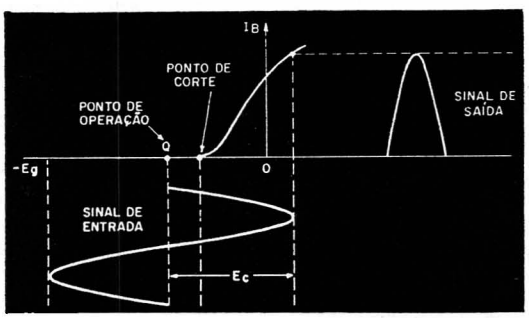


Figura 22.6

Além dos dobradores, são encontrados também triplicadores e, mais raramente, quadruplicadores de frequência.

22.2 — **Realimentação negativa**

Quando uma parte do sinal presente na saída de um amplificador é conduzida de volta para a entrada, diz-se que se efetua a **realimentação** do sinal.

Se o sinal realimentado volta à entrada do amplificador em fase com o sinal original, haverá um reforço da amplificação, aumentando o ganho efetivo do amplificador. Êsse tipo de realimentação se denomina **realimentação positiva.**

Quando, ao contrário, o sinal realimentado chega à entrada do amplificador **em oposição de fase** com o sinal original, ocorre uma diminuição do ganho efetivo do amplificador, obtendo-se, dessa maneira, o que se denomina **realimentação negativa.**

A realimentação positiva, também chamada regeneração, é usada principalmente no caso dos circuitos osciladores de RF e AF. A realimentação negativa se emprega nos amplificadores de AF com a finalidade de se diminuir a distorção e se reduzir os efeitos do ruído e dos zumbidos.

Os amplificadores de AF destinados a assegurar uma reprodução sonora de alta qualidade são sempre providos de realimentação negativa.

Há dois tipos fundamentais de realimentação negativa: a realimentação controlada por corrente e a realimentação controlada por tensão.

A maneira mais simples de se efetuar a realimentação negativa controlada por corrente, quando se usa o processo de negativação de grade por meio do resistor de catodo, é retirar o condensador C_K de desacoplamento.

Nas duas últimas lições, aliás, tivemos ocasião de apresentar vários circuitos em que o resistor de catodo aparece sem condensador de desacoplamento em paralelo: nas figuras 21.7 e 21.8 da 21ª lição, por exemplo, o resistor de catodo das válvulas do "push-pull" aparece sem o condensador de desacoplamento, o que indica que se efetuou nesses circuitos uma realimentação negativa controlada por corrente.

Se não se quiser efetuar uma realimentação muito pronunciada, pode-se colocar em paralelo com o resistor de catodo um condensador cujo valor seja menor do que o necessário para se conseguir um desacoplamento total.

Assim, por exemplo, se o condensador de catodo deve ter um valor de 25 μF para efetuar o desacoplamento do resistor, usando-se um condensador de apenas 2 ou 4 μF consegue-se uma certa dose de realimentação, menor do que se obteria eliminando-se do circuito o referido condensador.

A realimentação negativa controlada por tensão pode ser realizada de diversas maneiras, uma das quais se ilustra no diagrama da figura 22.7, no qual a válvula V1 funciona como preamplificadora, e a válvula V2 como amplificadora de potência.

A polarização negativa de ambas as válvulas se obtém pelo emprêgo dos resistores de catodo R_K (para V1) e R'_K (para V2) ambos desacoplados pelos condensadores C_K e C'_K, respectivamente.

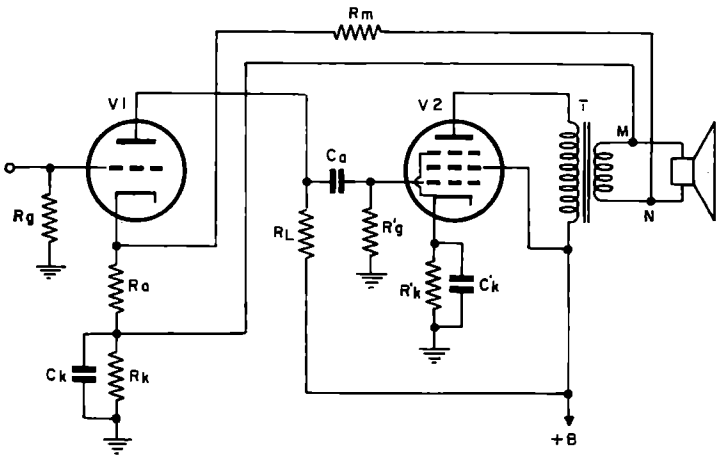


Figura 22.7

A tensão de realimentação negativa é tomada nos pontos M e N, no secundário do transformador de saída. Essa tensão é, então, aplicada ao resistor R_{α} ligado em série com o resistor do catodo da válvula preamplificadora V1.

O resistor R_m forma com o resistor R_{α} um divisor de tensão. Quanto maior o valor de R_m em relação a R_{α}, menor será a realimentação.

Escolhendo-se, portanto, valôres adequados para R_m e R_{α}, consegue-se dosar corretamente a realimentação negativa empregada.

Se a ligação dos fios de realimentação nos pontos M e N fôr trocada, a realimentação passa a ser positiva, tirando completamente o circuito de suas características corretas de funcionamento.

Na prática, a ligação dêsses fios se faz por tentativa: se a ligação tentada na primeira vez não fôr correta, basta inverter a ligação.

22.3 — Contrôle de volume

A intensidade do som reproduzido no altofalante de um receptor ou qualquer outro tipo de amplificador deve ser controlada pelo ouvinte, permitindo que o volume seja ajustado às circunstâncias do momento.

O dispositivo destinado a efetuar êsse ajuste se denomina **contrôle de volume**. O contrôle de volume, na grande maioria dos casos, é procedido pela variação da intensidade do sinal aplicado à válvula preamplificadora de AF, nos receptores de rádio e TV.

No circuito da figura 22.8 se apresenta o estágio de áudio de um receptor, com uma válvula preamplificadora V1 e uma amplificadora de potência V2.

Na entrada do amplificador, em lugar da resistência de grade R_g se coloca um potenciômetro R_v. O sinal entra pela extremidade superior do potenciômetro; a outra extremidade está ligada à massa. O terminal móvel, ou cursor, está ligado na grade da válvula V1. Podemos considerar o potenciômetro dividido em duas porções, cujas resistências valem R_1 e R_2. É claro que a soma $R_1 + R_2$ é igual à resistência total R_v do potenciômetro.

As duas resistências consideradas formam um divisor de tensão do sinal de AF para a grade de V1.

Quando o cursor se desloca para cima, R_1 diminui e R_2 aumenta: o volume é aumentado; quando o cursor se desloca para baixo, R_1 cresce e R_2 diminui: o volume é diminuído.

Em outras palavras, quanto mais perto da massa estiver o cursor do potenciômetro, menor será o volume do som reproduzido, conforme se indica na figura 22.8.

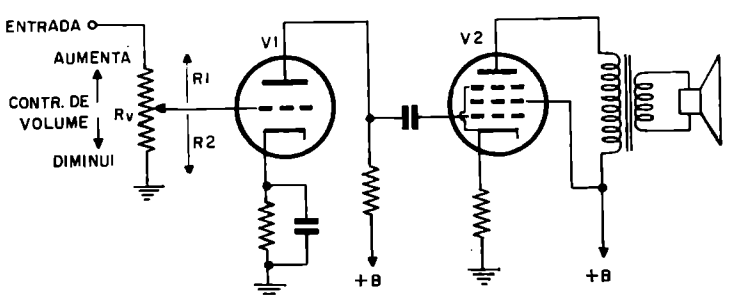


Figura 22.8

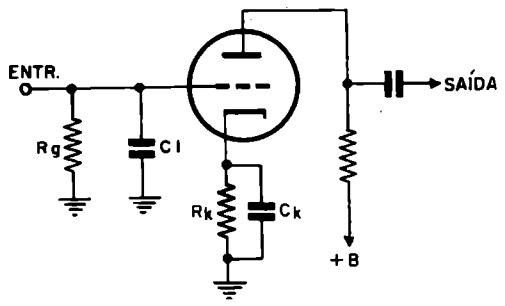


Figura 22.9

Quando o cursor estiver junto com a extremidade inferior do potenciômetro, a grade ficará em curto com a massa e o sinal de RF não será amplificado. Essa condição corresponde ao contrôle de volume todo fechado.

Quando o cursor estiver junto com a extremidade superior do potenciômetro, todo o sinal de AF presente na entrada do amplificador será amplificado, obtendo-se assim, o máximo volume de som, o que corresponde à condição de estar o contrôle de volume todo aberto.

Nas posições intermediárias é possível ajustar o contrôle de volume de acôrdo com as conveniências do momento, conforme se afirmou mais atrás.

O potenciômetro do contrôle de volume é geralmente construído de acôrdo com uma lei de variação logarítmica (e não linear), o que está de acôrdo com a forma da resposta do ouvido humano para as diversas intensidades de sons (ver seção 20.2, 20ª lição).

Como êsse potenciômetro está, geralmente, entre o estágio detector e o estágio preamplificador de AF, nos receptores de rádio, teremos ocasião de voltarmos a nos referir a êle, quando estudarmos os detectores.

22.4 — Contrôle de tonalidade

À exceção dos pequenos aparelhos de bôlso, a maioria dos receptores de rádio possui um dispositivo, denominado **contrôle de tonalidade,** que permite dosar dentro de certos limites a proporção entre os tons graves e agudos do som reproduzido no alto-falante.

O funcionamento do contrôle de tonalidade se baseia no fato de que a reatância oferecida por um condensador é tanto menor, quanto maior fôr a frequência do sinal de áudio.

Como o aluno deve recordar, os sons agudos são os de frequência mais alta, e os graves são os de frequência mais baixa (ver a 11.ª lição). Dentro dessa ordem de idéias, consideremos o condensador C1 em paralelo com o resistor de grade R_g de uma válvula amplificadora de AF (figura 22.9). A reatância dêsse condensador é pequena para as frequências altas de áudio, que encontram através dêle um caminho fácil de escoamento para a massa.

Assim sendo, os agudos escapam para a massa e os graves, que não encontram um caminho de escoamento tão fácil, vão para a grade da válvula, sendo amplificados.

O circuito da figura 22.9 favorece mais, portanto, os sons graves, pois o condensador C1 opera como uma espécie de atenuador de agudos.

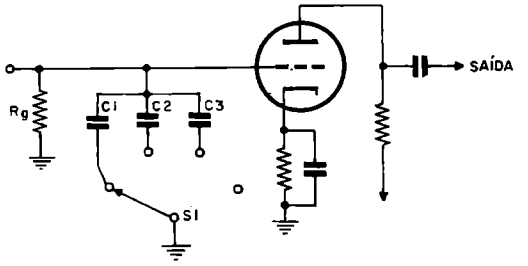


Figura 22.10

Quanto maior o valor de C1, mais prevalecerão os sons graves, isto é, maior será a atenuação dos agudos.

Poderíamos, por exemplo, empregar três condensadores em paralelo, e escolher um dêles por meio de uma chave seletora S1 (figura 22.10).

Supondo que C1 é o condensador de maior valor, C2 de valor médio e C3 o de menor valor, quando a chave S1 estiver ligada em C1 a reprodução será mais grave do que em C2, enquanto que em C3 a atenuação dos agudos não será muito grande.

Na quarta posição da chave seletora, não há nenhum condensador em paralelo com R_g, e não ocorrerá, portanto, atenuação dos agudos.

O contrôle de tonalidade feito por êsse processo é descontínuo, isto é, a variação se faz por degraus, não sendo possível se efetuar qualquer ajuste intermediário entre as quatro posições da chave seletora.

(continua no próximo número)

—oOo—

CALIBRADOR A CRISTAL COM UM SÓ TRANSISTOR

Frank H. Tooker
de Radio-Electronics

Geralmente temos à nossa disposição cristais de quartzo (sejam padrões de freqüência ou osciladores para estações de radioamadores, etc.) que necessitam ter um de seus terminais à terra para poderem funcionar num circuito ressonante paralelo. Isto significa que êles devem estar conectados a um circuito de alta impedância, se desejarmos que êles funcionem corretamente.

Nos circuitos à válvula esta alta impedância não é problema, mas nos circuitos similares, empregando transistores, a deficiência é notável.

Entretanto, o circuito que apresentamos na figura 1 utiliza um transistor e o cristal funciona num circuito de alta impedância.

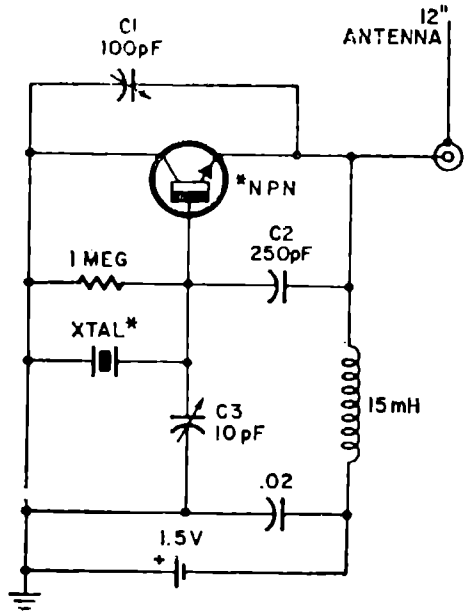


Figura 1

O modêlo original, que construímos há alguns anos, emprega um cristal de 200 KHz e uma antena de, aproximadamente, 30 cm de comprimento. As harmônicas que êle fornece são de intensidade suficiente para permitirem a verificação da calibração de rádios em 600, 1000 e 1400 KHz.

Uma vez que êstes sinais são fornecidos simultâneamente, poderemos calibrar diversos receptores ao mesmo tempo, sem necessidade de geradores individuais (isto é especialmente útil às pequenas indústrias).

Os valores dos componentes dados no esquema, são válidos para um cristal de 200 KHz. Porém, com as devidas alterações, poderemos fazer o circuito oscilar em quaisquer outras frequências, desde que dentro do limite superior de freqüência do transistor utilizado.

Os condensadores C1 e C2 proporcionam realimentação em fase adequada à manutenção das oscilações. Em C1 é utilizado um condensador variável a fim de permitir o ajuste da excitação. Êste condensador funciona também como ajuste grosso de freqüência. O ajuste fino é feito por meio de C3 (trimmer).

O transistor que utilizamos em nossa montagem foi o 2N168-A, mas pràticamente qualquer transistor NPN, destinado a funcionar como oscilador-misturador, poderá ser utilizado.

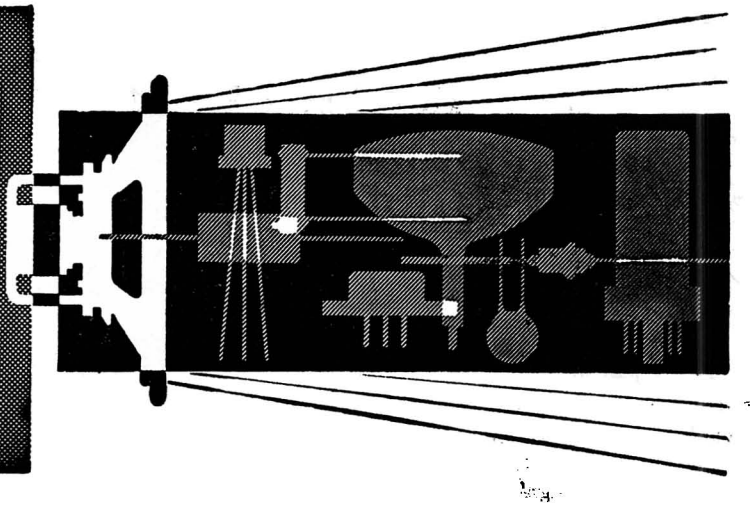
Outra vantagem dêste circuito é que um dos lados do trimmer, do variável e da fonte de alimentação (pilha) estão à terra. Isto não só torna a construção mais fácil, como assegura uma operação mais estável.

O circuito consome apenas cêrca de 15 a 20 μA. Por essa razão não incluímos interruptor. Uma pilha de lanterna tipo lapiseira é suficiente para manter o oscilador funcionando durante 1 ano.

Poderemos modular o oscilador aplicando o sinal de áudio em série com a pilha. Êsse sinal deve ser proveniente de uma fonte de impedância razoàvelmente baixa. Há aumento de alguns Hz na freqüência do oscilador quando se aplica modulação.

Ω

NOTICIÁRIO INDUSTRIAL



ICOTRON S/A EM EXPANSÃO

Até o fim do corrente ano a ICOTRON S.A. Indústria de Componentes Eletrônicos, terá duplicado a sua produção. Para atender à demanda, inclusive no mercado externo, a ICOTRON, que pertence ao grupo Siemens, está ampliando as suas instalações industriais, localizadas no município de Gravataí, no Rio Grande do Sul. A emprêsa produz componentes eletrônicos para o setor de telecomunicações e para a indústria de aparelhos de rádio e televisão e emprega, atualmente, 1550 funcionários.

CAPACITORES CERÂMICOS CE — CAP

Os capacitores cerâmicos CE — CAP são fabricados pela LABO — INDÚSTRIA DE EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS LTDA. (bastante conhecida pela sua linha de instrumentos eletrônicos).

Os capacitores cerâmicos CE — CAP se destinam a cobrir o vasto campo de aplicações de capacitores cerâmicos, contando com uma extensa linha, constituída pelos seguintes tipos:

TIPO ST — compensadores de temperatura, fabricados com vários coeficientes de temperatura.

TIPO GA — capacitores para uso geral.

TIPO BP — capacitores para uso como "by-pass".

TIPO STM — compensadores de temperatura, miniatura.

TIPO GAM — capacitores miniatura para uso geral.

Tolerâncias	5%	10%	20%
VALORES PADRONIZADOS	1,0	1,0	1,0
	1,1		
	1,2	1,2	
	1,3		
	1,5	1,5	1,5
	1,6		
	1,8	1,8	
	2,0		
	2,2	2,2	2,2
	2,4		
	2,7	2,7	
	3,0		
	3,3	3,3	3,3
	3,6		
	3,9	3,9	
	4,3		
	4,7	4,7	4,7
	5,1		
	5,6	5,6	
	6,2		
	6,8	6,8	6,8
	7,5		
	8,2	8,2	
	9,1		

Multiplicando por um, dez, cem ou mil, obtemos tôda escala de valores que podem ser fornecidos.
Os tipos BP e BPM existem sòmente nos valores de 5.000 pF, 10.000 pF, 20.000 pF e 40.000 pF.

TIPO BPM — capacitores miniatura para uso "by-pass".

TIPO HV — capacitores de alta tensão.

TIPO EX — capacitores para aplicações especiais.

PHILIPS AUMENTA AS EXPORTAÇÕES DE MANUFATURADOS

A indústria eletroeletrônica vem acelerando o processo de exportação de produtos manufaturados, como consequência de seu grande ritmo de desenvolvimento.

Segundo dados fornecidos, a Organização Philips Brasileira carreou, no primeiro trimestre de 1970, divisas num montante de, aproximadamente, 1,8 milhões de dólares.

Dos produtos mais representativos da corrente exportadora Philips, merecem destaque os bulbos de vidro para cinescópio de televisão, bulbos de vidro para válvulas, condensadores, válvulas, peças para transmissor de radiodifusão, lâmpada-miniatura e a vapor de mercúrio, seletores de canais e resistores.

A aceitação de produtos brasileiros se faz em larga escala, principalmente junto aos países membros da ALALC, além da Holanda, Canadá e Indonésia, o que coloca o nosso país em posição de destaque frente a nações de elevado processo industrial.

FALECIMENTO

É com pesar que noticiamos o falecimento ocorrido no dia 1.º de Agôsto, do radioamador João Fernandes Coutinho, PY 2 DUH.

ELECTRO-RADIO LTDA.

DISTRIBUI NO BRASIL A LINHA

DE

SEMICONDUTORES

E

VÁLVULAS ELETRÔNICAS INDUSTRIAIS

DA

Westinghouse

GRANDE VARIEDADE DE COMPONENTES A SUA DISPOSIÇÃO

- DIODOS RETIFICADORES DE SILÍCIO
- DIODOS CONTROLÁVEIS (SCR)
- DIODOS ZENER
- DIACS
- TRIACS
- VOLTRAP

CONSULTORIA TÉCNICA — **PROJETOS**

IMPORTAÇÃO — PROGRAMAÇÃO

ATACADO — VAREJO

VENDAS EM NOSSA LOJA À

RUA SEMINÁRIO, 199 - 1ª Sobreloja

FONES: 35-6294 — 35-8892 — 32-5913

SÃO PAULO

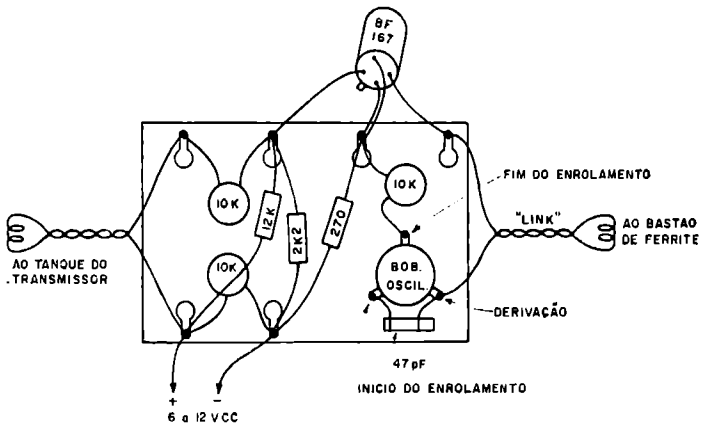


Figura 3

Chapeado da montagem do conversor.

econômica e que proporcionasse um desempenho satisfatório. O resultado foi o conversor que apresentamos neste artigo.

Como se vê na figura 1, trata-se de um circuito extremamente simples e utiliza um só transistor. Uma das principais vantagens do nosso conversor é que êle não possui nenhuma ligação física com o receptor, não sendo necessário, portanto, efetuar-se neste quaisquer alterações.

No nosso caso o receptor utilizado foi um "Spica" portátil, de uma faixa. A saída do conversor, um "link" de 3 espiras, é acoplada à antena de ferrite do receptor.

Outra característica do nosso conversor é a utilização do próprio circuito tanque do transmissor como circuito de entrada. Também neste caso o acoplamento é feito por meio de "link", isto é, sem ligações físicas. O "link" de entrada é acoplado ao lado frio da bobina de saída do transmissor (circuito tanque).

Se você não possui transmissor, ou se deseja o receptor completamente independente do transmissor, poderá montar o circuito apresentado na figura 2, o qual é dotado de bobina de antena em lugar do "link" de acoplamento de entrada.

Em ambos os circuitos o sinal da faixa do cidadão, captado pela antena, é encaminhado à base do transistor, onde fará batimento com a 2ª harmônica da frequência de oscilação, ou seja, 26 MHz. (A freqüência fundamental de oscilação é de 13 MHz).

Dêsse batimento temos uma resultante de 1 MHz, que é a diferença entre 27 e 26 MHz. Êste sinal de 1 MHz (ou 1000 KHz) é acoplado ao receptor que o sintonizará no centro da faixa de ondas médias. Assim, entre 750 KHz e 1250 KHz do receptor, sintonizaremos as freqüências de 26,75 MHz a 27,25 MHz. Como se vê, o conversor do receptor funciona como FI variável.

A fim de evitar interferências das estações de ondas médias, é conveniente colocar o receptor dentro de uma caixa metálica que sirva de blindagem, ou blindar a antena de ferrite.

Construção

A construção não apresenta dificuldades. Nosso conversor foi montado numa placa de fenolite, de 3,5 x 3 cm, dotada de 6 terminais para interligação dos componentes.

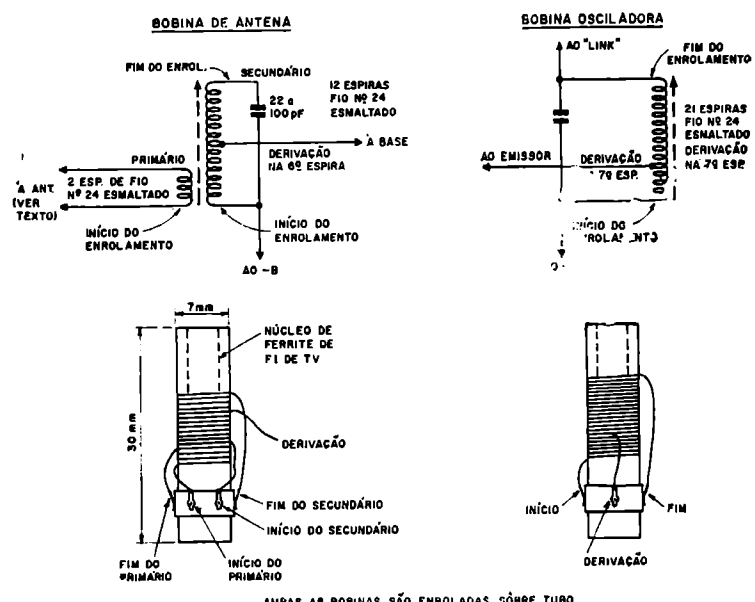


Figura 4

Detalhes de construção das bobinas de antena e oscilladora.

SIMPLES E ECONÔMICO CONVERSOR PARA 27 MHz

Miguel S. Incani

No tocante ao "Rádio do Cidadão", a maioria das queixas de nossos leitores diz respeito à recepção. As faixas de ondas curtas dos receptores comerciais normalmente não vão além de 20 MHz. Devido aos preços, os receptores de comunicação estão totalmente fora do alcance da grande maioria.

Uma solução seria construir um receptor. Muitos, porém, não têm a necessária experiência para efetuar a montagem, ou não desejam inverter uma soma, que não seria muito pequena, numa montagem que talvez não desse os resultados esperados.

Em face do exposto, buscamos uma solução simples,

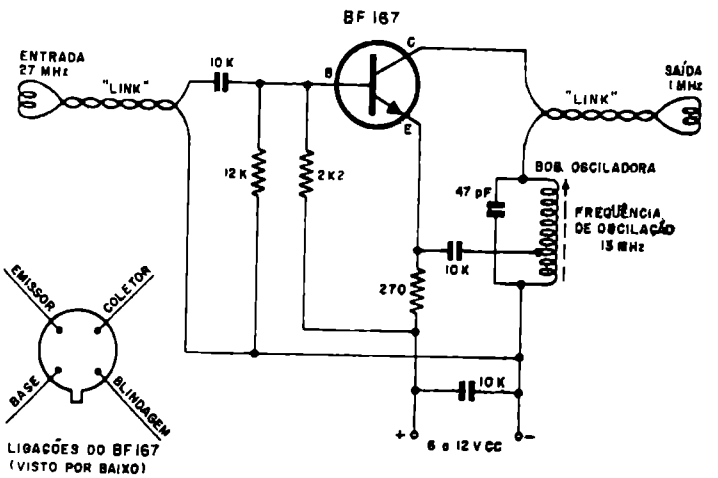


Figura 1

Diagrama esquemático do conversor para 27 MHz.

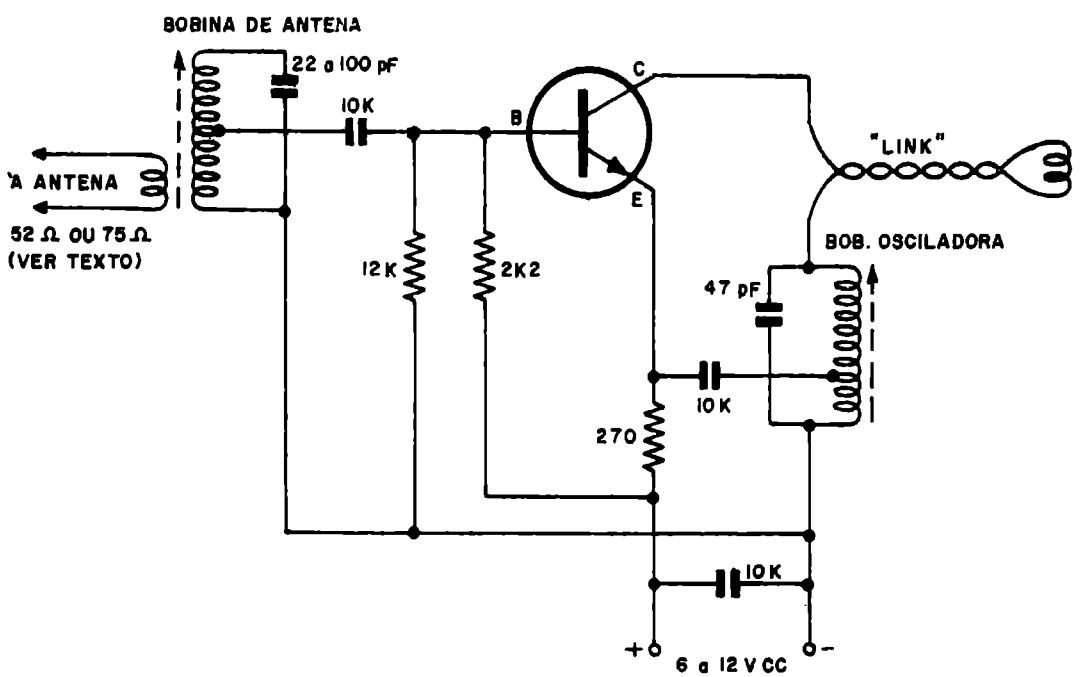


Figura 2

Diagrama esquemático do conversor utilizando bobina de antena.

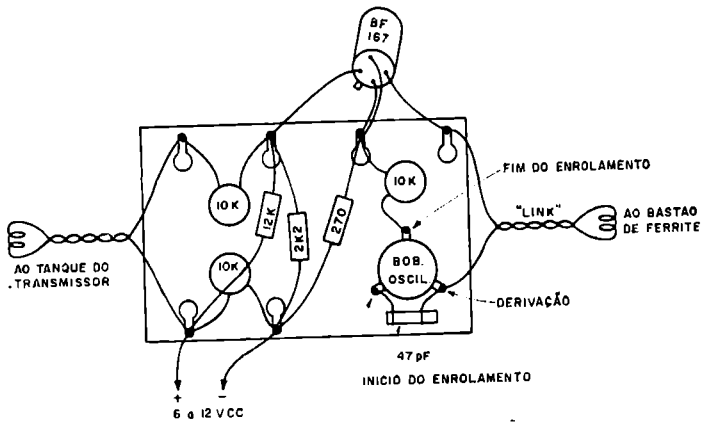


Figura 3

Chapeado da montagem do conversor.

econômica e que proporcionasse um desempenho satisfatório. O resultado foi o conversor que apresentamos neste artigo.

Como se vê na figura 1, trata-se de um circuito extremamente simples e utiliza um só transistor. Uma das principais vantagens do nosso conversor é que êle não possui nenhuma ligação física com o receptor, não sendo necessário, portanto, efetuar-se neste quaisquer alterações.

No nosso caso o receptor utilizado foi um "Spica" portátil, de uma faixa. A saída do conversor, um "link" de 3 espiras, é acoplada à antena de ferrite do receptor.

Outra característica do nosso conversor é a utilização do próprio circuito tanque do transmissor como circuito de entrada. Também neste caso o acoplamento é feito por meio de "link", isto é, sem ligações físicas. O "link" de entrada é acoplado ao lado frio da bobina de saída do transmissor (circuito tanque).

Se você não possui transmissor, ou se deseja o receptor completamente independente do transmissor, poderá montar o circuito apresentado na figura 2, o qual é dotado de bobina de antena em lugar do "link" de acoplamento de entrada.

Em ambos os circuitos o sinal da faixa do cidadão, captado pela antena, é encaminhado à base do transistor, onde fará batimento com a 2ª harmônica da frequência de oscilação, ou seja, 26 MHz. (A freqüência fundamental de oscilação é de 13 MHz).

Dêsse batimento temos uma resultante de 1 MHz, que é a diferença entre 27 e 26 MHz. Êste sinal de 1 MHz (ou 1000 KHz) é acoplado ao receptor que o sintonizará no centro da faixa de ondas médias. Assim, entre 750 KHz e 1250 KHz do receptor, sintonizaremos as freqüências de 26,75 MHz a 27,25 MHz. Como se vê, o conversor do receptor funciona como FI variável.

A fim de evitar interferências das estações de ondas médias, é conveniente colocar o receptor dentro de uma caixa metálica que sirva de blindagem, ou blindar a antena de ferrite.

Construção

A construção não apresenta dificuldades. Nosso conversor foi montado numa placa de fenolite, de 3,5 x 3 cm, dotada de 6 terminais para interligação dos componentes.

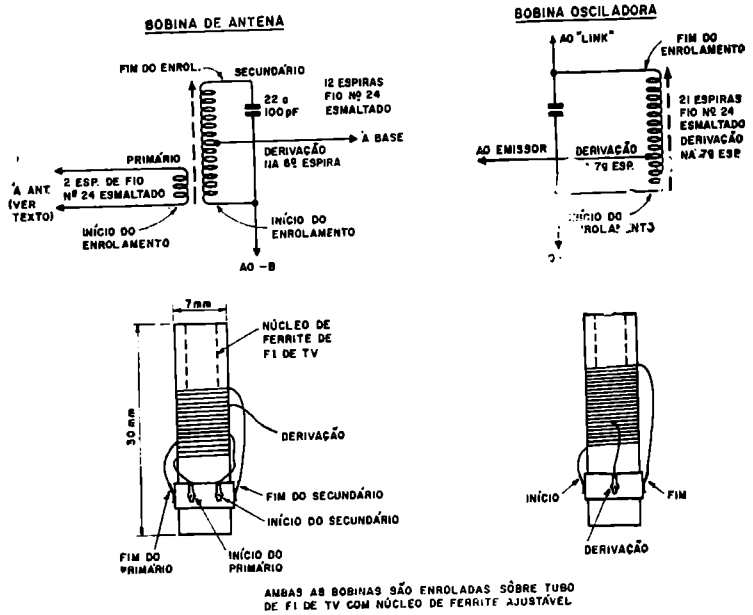


Figura 4

Detalhes de construção das bobinas de antena e osciladora.



Figura 5
Aspecto do nosso conversor.

(veja o chapeado da figura 3). No caso de ser montado o circuito da figura 2, a plaquinha deverá ser um pouco maior para que se possa instalar a bobina de antena.

Os detalhes de construção das bobinas de antena e osciladora, são dados na figura 4. Note que o primário da bobina de antena se destina a linhas de 52 ohms; no caso de linhas de 75 ohms o primário deverá ter 3 espiras ao invés de duas.

Os "links" são confeccionados com cêrca de 25 cm de fio de ligação. No centro enrolamos 3 espiras e torcemos as extremidades restantes A foto da figura 5 esclarecerá eventuais dúvidas.

Ω

LIGA FLUMINENSE DE RÁDIO CIDADÃO

Foi fundada no dia 3 de maio de 1970, em Niterói (Estado do Rio de Janeiro), a "Liga Fluminense de Rádio Cidadão", cujos estatutos encontram-se devidamente registrados em cartório.

Dentre as finalidades da liga podemos destacar:

"a — Congregar socialmente os operadores de Rádio Cidadão Classe A, conforme definição em Lei e aquêles que tenham interêsse em se tornarem operadores dessa mesma Classe.

b — Estabelecer cursos, seminários e palestras, visando o esclarecimento e aperfeiçoamento técnico de seus associados no que diz respeito às normas próprias de transmissão, bem como conhecimentos eletrônicos em geral.

c — Facilitar a permuta de material próprio para a operação de RC, entre seus associados e entidades congêneres.

d — Promover o congraçamento entre os associados, através de atividades sociais, culturais e esportivas.

e — Facilitar sempre que possível, a legalização de novos operadores".

Os leitores que desejarem maiores informações poderão se dirigir ao presidente da Liga, sr. Helder Vieira Lopes, no seguinte endereço:

Liga Fluminense de Rádio Cidadão
Rua Alexandre Moura, 65
Praia do Gragoatá
Niterói — Estado do Rio de Janeiro
Caixa Postal 132

LEIA E ASSINE A
Revista Monitor de Rádio
e Televisão

EXPERIÊNCIAS COM ZENER AMPLIFICADO

Um circuito simples permite empregar-se zeners de baixa potência em aplicações que exigem alta dissipação.

Jim Ashe
de RADIO-ELECTRONICS

Da próxima vez que você precisar de um zener com dissipação elevada experimente comprar um de baixa dissipação, junte-o a um transistor de silício, de potência, e veja que por menos dinheiro você conseguirá o mesmo resultado.

Aliás, com a adição de poucos e baratos componentes você obterá um desempenho superior ao dos zeners de potência. Poderemos utilizar circuitos equivalentes a zeners de 50 ou 100 watts.

Como funciona

O zener amplificado nada mais é que um pequeno diodo zener reforçado por um transistor amplificador, que funciona segundo as indicações do zener (figura 1).

Analisando sob outro ponto de vista, poderíamos dizer que o zener determina a tensão entre o ponto A e a massa, sendo que o transistor permite a passagem da corrente necessária para ser mantida aquela tensão.

Um ponto chave é que a tensão entre A e a massa será a tensão zener mais a tensão emissor-base do transitor. Uma vez que as tensões através do zener e do transistor são aproximadamente iguais, o transistor dissipará mais potência, já que por êle circula maior corrente.

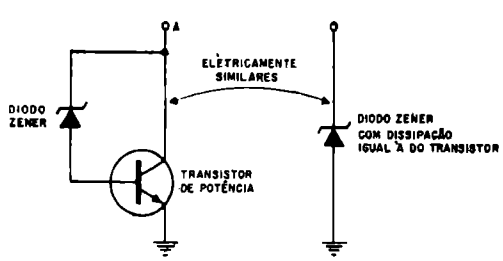


Figura 1

O zener amplificado funciona da mesma forma que um zener de maior dissipação.

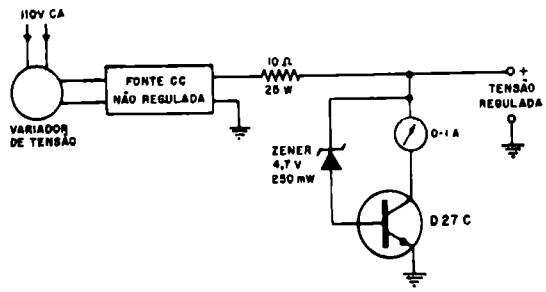


Figura 2

Disposição do circuito para testar as características do zener amplificado.

Isto nos dá uma idéia de como funciona o circuito. O beta cc de um transistor é o seu fator de amplificação de corrente. Se o transistor possuir um beta de 50, sua corrente de coletor será 50 vêzes maior que a corrente de base e, consequentemente, êle dissipará 50 vêzes mais corrente que o zener. Podemos comprovar isso com o circuito de teste da figura 2.

Utilizamos um zener de boa qualidade, de 1/4 de watt. O zener controla um transistor de potência, de silício, GE tipo D27C que pode dissipar até 8 watts quando montado em um adequado dissipador de calor.

Uma das qualidades peculiares a êste moderno transistor é a pequena dependência entre seu beta e a corrente de coletor. A corrente zener é ajustada variando-se a tensão aplicada através de um resistor série, fixo. Se não dispusermos de um transformador variador de tensão poderemos usar uma fonte de tensão fixa e utilizarmos um resistor variável.

Inicialmente, a tensão aplicada está abaixo da tensão zener e a corrente de coletor é apenas a corrente de fuga, que no caso do D27C é muito baixa. Aumentando-se a tensão, o

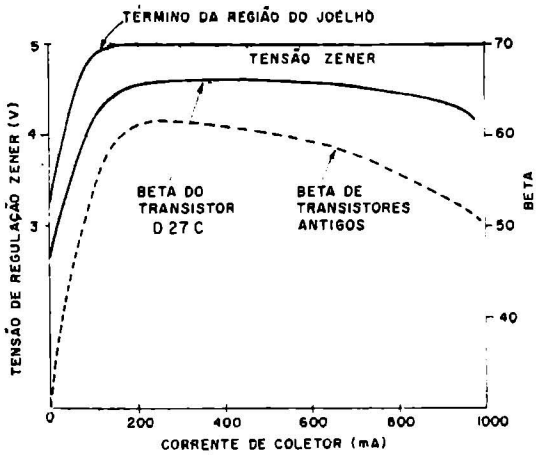


Figura 3

Desempenho do zener amplificado.

zener passa a conduzir, mas sob baixa corrente. Esta pequena corrente circulando pela base fará com que circule pelo coletor uma corrente muito maior, que também flui pelo ponto A.

Tanto sob esta corrente, como sob correntes mais elevadas, o circuito funciona como um diodo zener, pois pequenas alterações de tensão resultam em grandes alterações de corrente. O zener comanda e o transistor faz o serviço. O resultado dos testes são mostrados na figura 3.

No fim dos testes estávamos com o transistor dissipando cêrca de 5 watts, enquanto que o zener dissipava apenas, 75 mW. Uma vez que sua especificação é para 250 mW, êle funciona frio.

Poderíamos, portanto, usar um zener de menor dissipação. Poderíamos, também, usar um transistor de maior potência. Os componentes que especificamos foram utilizados principalmente porque os tínhamos em mãos.

Trabalhando com zeners amplificados

Para projetar um circuito zener amplificado devemos trabalhar com os extremos. As con-

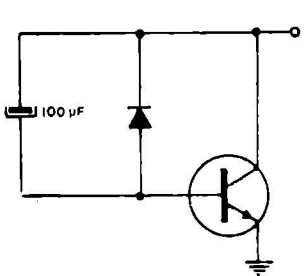


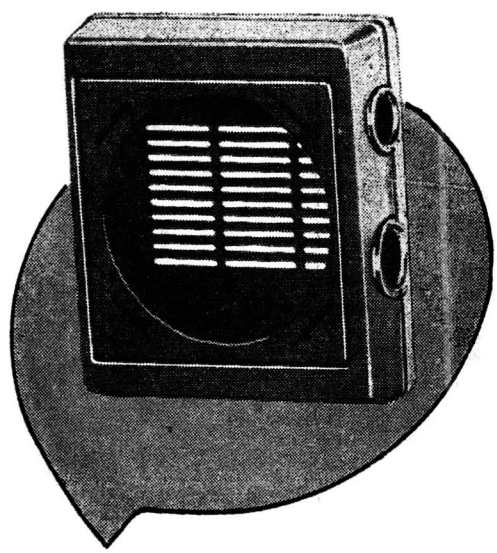
Figura 4

A adição de um condensador em paralelo elimina o ruído do zener.

CAIXAS PARA RÁDIOS TRANSISTORIZADOS

DE UMA PILHA

Em plástico de auto impacto nas côres: preta, cinza, azul e vermelho. Serve para vários modelos de rádios Transistorizados de 1 pilha.



PARA OS RÁDIOS

- **Master - Craft**
- **Orion**
- **Spica**
- **Super Micro**
- **Gaytone (Micro 7)**
- **O.M.G.S.**
- **Micro Ross**
- **Hi Fi — Spica**
- **Swops Mini 7**
- **Juliete**
- **Dimensões: 7 x 6 x 2,5 cm.**

TRANSISTÉCNICA
ELETRÔNICA LTDA.

RUA DOS TIMBIRAS, 209
(Esquina Rua Sta. Ifigênia)
TELEF: 221.0098 — SÃO PAULO



AGORA SIM!

É fácil encontrar semicondutores RCA nos revendedores autorizados:

SÃO PAULO
ELECTRO RÁDIO LTDA.
Rua Seminário, 199 - 1.º sobreloja
Fones: 35.6294 32.5913 35.8892

RÁDIO EMEGÊ S/A.
Av. Rio Branco, 301
Fone: 220.3811
Rua Sta. Ifigênia, 218
Fones: 221.0754 220.3627 220.3427

RIO DE JANEIRO
MAGNATON RÁDIO LTDA.
Av. Marechal Floriano, 41/43
Fones: 243.2682 243.4186

PÔRTO ALEGRE
ARNO DECKER S/A.
Rua Dr. Flôres, 116
Fone: 4.7685

IMAN IMPORTADORA
Av. Alberto Bins, 557
Fone: 4.7082

SALVADOR
TV-PEÇAS LTDA.
Rua José Gonçalves, 6 loja 5
Fone: 3.6348

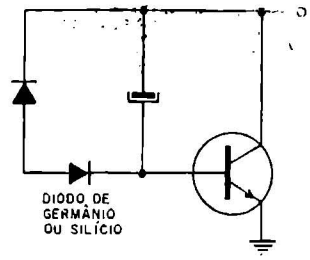


Figura 5

A inclusão de diodos em série aumenta a tensão aparente do zener. Use diodos pequenos.

dições intermediárias ajustam-se por si próprias. A máxima dissipação ocorre com tensão elevada na linha de alimentação e baixo consumo do circuito alimentado.

Alguns transistores apresentam uma redução no beta quando sob carga elevada; isso aumenta a dissipação do zener. Para ilustrar essa dependência mostramos na figura 3 a curva do D27C.

O extremo oposto ocorre quando o consumo é máximo e a tensão é baixa. Se nestas condições o ponto de operação do zener cair na região do joelho da curva, a regulação será deficiente e haverá introdução de zumbido e ruídos.

Para evitarmos êstes inconvenientes na maioria dos circuitos práticos, deveremos escolher diodos zener que possuam curva com "joelho" bastante pronunciado e em baixa corrente, e transistores de silício com baixa dependência beta-corrente de coletor. A potência do transistor não deve ser muito superior à exigida pelo circuito.

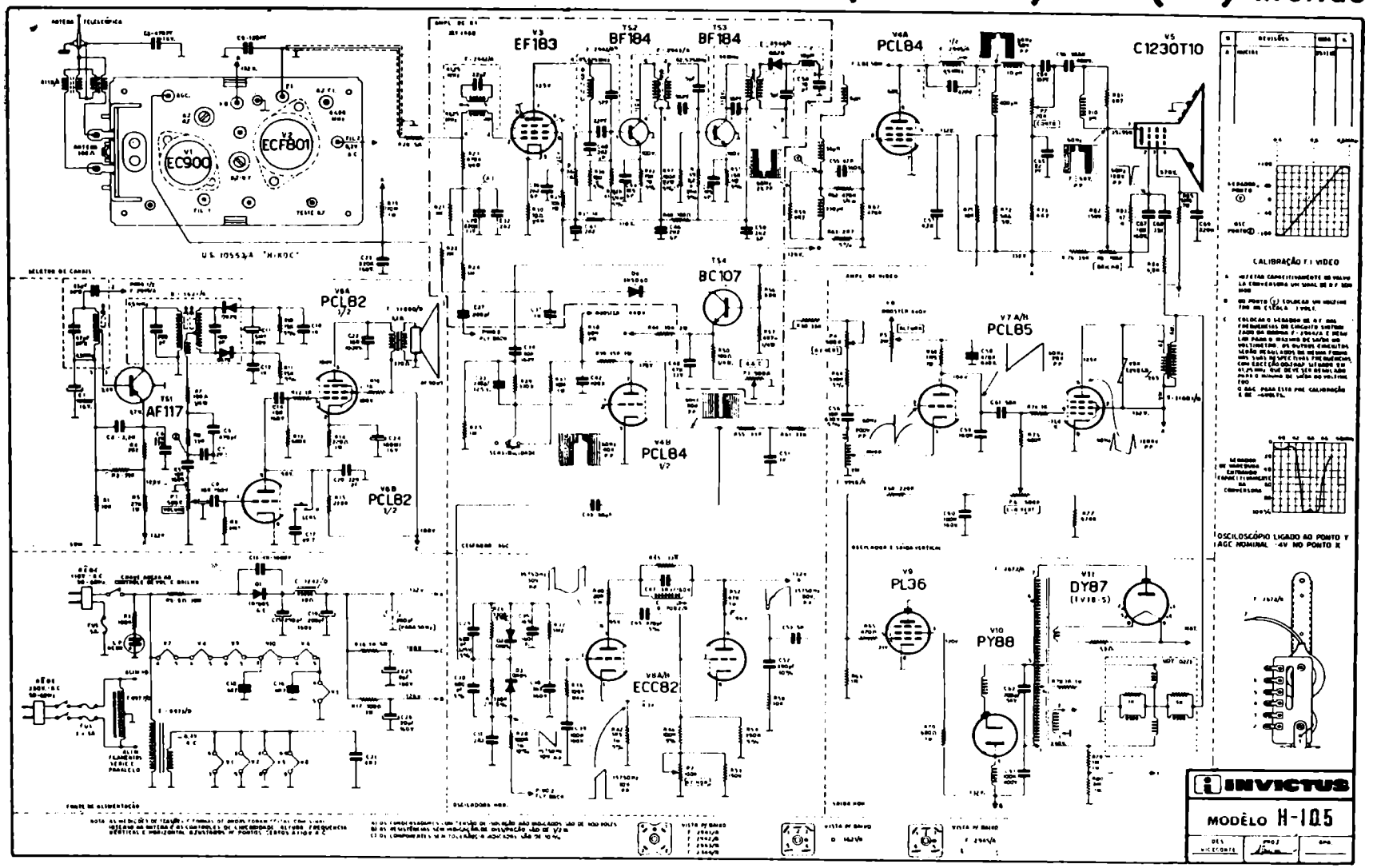
Algumas vêzes um circuito zener amplificado apresenta muito ruído, sem razão aparente. O fato é que muitos diodos zener têm tendência a gerar ruído, razão pela qual liga-se em paralelo com êles, condensadores de valor relativamente elevado (figura 4).

O condensador apresenta um outro efeito: sua capacitância, da mesma forma que o zener, é amplificada pelo transistor. Assim, êle atua no circuito como se possuisse uma capacitância muito maior.

Vejamos, agora, o mais forte argumento a favor do zener amplificado. Sua tensão de regulação poderá ser ajustada. Como vemos na figura 5, podemos ligar em série com o zener um ou dois diodos, a fim de aumentar sua tensão aparente. Um diodo de germânio adiciona cêrca de 0,2 V enquanto que um diodo de silício adiciona cêrca de 0,7 V.

Ω

Diagrama Comercial do Televisor Invictus - mod. H-105 (PICOLO 70) 31cm(12") híbrido



OS SCR

11ª Parte

Henrique Goldberger *

INTRODUÇÃO AOS GERADORES SEMICONDUTORES DE PULSOS DE DISPARO

Os circuitos de disparo empregando resistências e condensadores, descritos até agora, dependem principalmente da característica específica de disparo dos SCR empregados.

Todavia, o nível de potência nos circuitos de contrôle é alto, porque tôda a corrente de disparo flui através da resistência. Portanto, êstes circuitos de disparo não servem para sistemas de contrôle automático, auto-programáveis ou sistemas por contrôle de realimentação.

Por outro lado, o disparo dos SCR por pulsos, permite grande tolerância nas características de disparo, devido a super excitar a comporta dos mesmos.

O nível de potência nos circuitos de contrôle com pulsos pode ser bastante baixo devido ao armazenamento da energia de disparo (Igt e Egt) se dar lentamente, para depois ràpidamente descarregar no momento desejado do disparo.

Os circuitos para disparo por pulsos empregam componentes de baixo sinal, baixa dissipação e de tamanho reduzido para controlar SCR de alta corrente de anodo.

OSCILADOR BASICO DE RELAXAÇÃO

A maioria dos componentes empregados para produzir pulsos de disparo opera pela descarga de um condensador na comporta do SCR. Funciona em um oscilador de relaxação básico empregando a característica de resistência negativa.

As especificações para tais componentes normalmente incluem a tensão e corrente necessárias para alcançar-se resistência quando aproxima-se de qualquer um dos dois estados: estados de condução e estado de não condução.

Para relacionar tais especificações à análise de oscilação, deveremos considerar o circuito elementar de um oscilador de relaxação indicado na figura 1. Êste circuito emprega um componente de disparo com tensão para comutação Es, corrente para comutação Is, tensão de retenção Eh e corrente de retenção Ih.

A curva característica do componente está traçada na figura 2, juntamente com as linhas de carga representando as resistências R1 e R2. Se o valor do potenciômetro R1 fôr aumentado ao seu valor máximo no qual as oscilações são sustentadas, descobre-se que sua linha de carga interceptará a curva do componente no ponto 1, ponto onde a relação de resistência negativa da curva do componente é igual à linha de carga para o resistor R2.

Êste ponto (1) está muito próximo à corrente de comutação (Is) e à tensão de comutação (Es), porém, não tão iguais porque as especificações

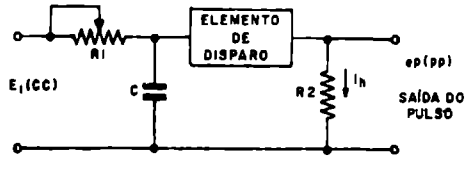


Figura 07

Circuito básico do oscilador de relaxação.

* Chefe do Laboratório da INDERG Ind. Eletrônica Ltda.

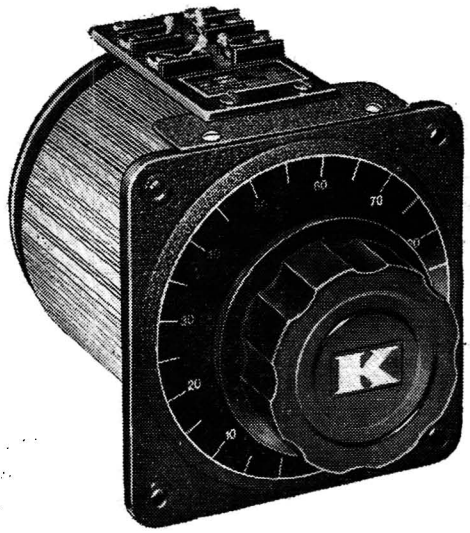
VARIKELD

VARIADOR DE VOLTAGEM

Auto transformador ajustável, núcleo toroidal de alto rendimento

Aplicações:

- contrôle de brilho de lâmpadas
- contrôle de torque e velocidade em motores de corrente contínua ou alternada
- contrôle de temperatura para componentes térmicos, como aquecedores resistivos, lâmpadas infra-vermelhas, etc.
- contrôle de corrente e tensão em circuitos alimentados por retificadores
- côntrole de tensão de placa e corrente de filamento em válvulas eletrônicas
- contrôle da fôrça em solenóides
- inúmeras aplicações em laboratórios para elevação gradual e contínua da tensão da linha e opção para comando automático ou à distância através de servo motor.



K-4422

Modêlo para painel e mesa.
Para voltagem 110 V e 220 V
Potência de 270 W a 10.000 W

E MAIS:
TRANSFORMADORES INDUSTRIAIS
VARIADORES DE VOLTAGEM
ESTABILIZADORES DE NÚCLEO SATURADO
TESTES DE ISOLAÇÃO

INDÚSTRIA DE TRANSFORMADORES KELDIAN LTDA.

R. HONDURAS, 220 - V. STA. CATARINA

FONES: 61-2063 267-4364

SÃO PAULO

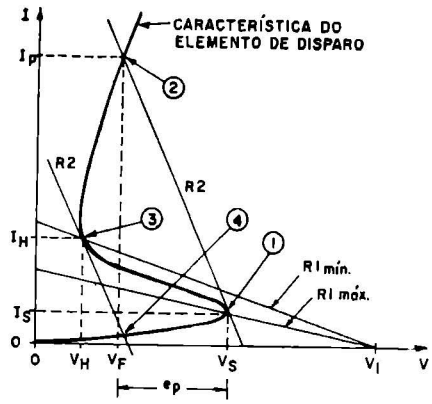


Figura 68
Curva de característica do oscilador básico de relaxação.

dêstes valores são feitas a um ponto onde a inclinação da curva é vertical, representando resistência dinâmica igual a zero.

Quando o ponto de disparo (1) é atingido, o ponto de operação transfere-se ao ponto (2), descarregando o condensador com uma corrente de pulso de valor pico (ip), produzindo um pulso de tensão de pico (ep) através da resistência R2, valor êste que incorporará a impedância de comporta do SCR. A descarga do condensador acompanha a curva do componente de disparo do ponto 2 ao ponto 3, onde a inclinação da resistência negativa novamente é tangencial à linha de carga de R2.

O ponto de operação transfere-se agora do ponto 3 ao 4, quando então o condensador se recarregará através da resistência R1, prosseguindo os ciclos de oscilações seguintes.

Se o potenciômetro R1 fôr ajustado ao seu valor mínimo, no qual as oscilações forem mantidas, sua nova linha de carga interceptará a curva do componente no ponto 3. Qualquer redução no valor de R1, a partir dêste ponto, levará o componente de disparo a se manter em condução permanente em algum ponto de operação estável entre os pontos 2 e 3.

Aumentando-se o valor de R1 acima do ponto máximo de oscilações, provocará a parada nas oscilações em algum ponto entre o ponto de origem 0 e 1.

Um ponto muito importante, referente ao componente de disparo, é seu tempo de comutação ou tempo de crescimento de corrente. Um componente lento na comutação entre os pontos 1 e 2, nunca alcançará o ponto 2, mas alcançará um ponto intermediário entre 2 e 3.

Isto se deve ao fato de que, durante a comutação, êsse componente estará descarregando o condensador C. Portanto, o tempo de comutação será um fator limitador se êste fôr uma fração significativa da constante de tempo de descarga, formada pelo condensador C e a resistência R2.

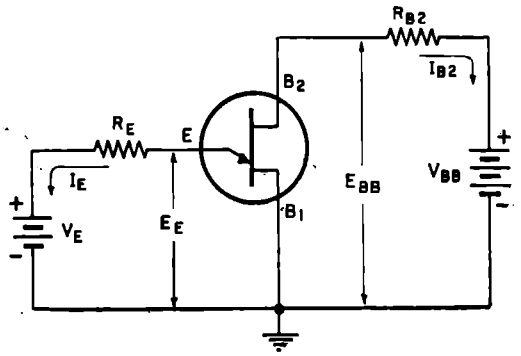


Figura 69
Símbolo do transistor de unijunção (TUJ).

A amplitude do pulso de tensão (ep) e do pulso de corrente (ip), surgindo através da resistência de carga R2, depende da curva de característica do componente de disparo e da relação entre o tempo de comutação e a constante de tempo de descarga do condensador C através da resistência R2.

Para valores em que a constante de tempo de descarga do condensador C através de R2 é 10 vêzes maior que o tempo de comutação do componente de disparo, o valor máximo do pulso de tensão (ep) será a diferença entre a tensão de comutação (Es) e a queda de tensão de condução (ef).

O pulso máximo de corrente nestas condições é determinado através do ponto de interseção entre a linha de carga para R2 e a curva característica do componente de disparo.

Quando a constante de tempo de descarga do condensador C através de R2 fôr 10 vêzes menor que o tempo de comutação, quanto mais êste tempo se aproximar do tempo de comutação, o pulso máximo de tensão Ep e o pulso máximo de corrente ip serão reduzidos pela resistência efetiva do componente durante a comutação.

Como já vimos anteriormente, a redução da corrente máxima de excitação de comporta do SCR, como o aumento de duração do tempo dêste pulso, reduzem sensìvelmente a probalidade de dispará-lo.

Desde que observando-se a curva característica de um componente de disparo não se pode observar o tempo de comutação dêste, os componentes fabricados especialmente para disparo de SCR geralmente possuem, especificado pelo seu fabricante, o pulso de tensão máxima ep através da resistência de carga R2, quando descarregando um condensador de capacidade específica. O valor da resistência de carga R2 representa a impedância típica de comporta do SCR empregado.

TRANSISTORES DE UNIJUNÇAO

O transistor de unijunção (UJT ou TUJ) possui três terminais, denominados: emissor (E), base nº 1 (B_1) e base nº 2 (B_2).

A unijunção entre as bases nº 1 (B1) e a base nº 2 (B2) possui característica de uma resistência ordinária. Essa resistência denomina-se "RESISTÊNCIA DE ENTREBASES" (R_{BB}) e à temperatura ambiente de 25ºC possui um valor entre 4000 ohms e 10000 ohms.

Na figura 3 temos o circuito do transistor de unijunção (UJT ou TUJ) enquanto que na figura 4 temos uma família de curvas típicas de característica de entrada de emissor de um transistor de unijunção (UJT ou TUJ) sob condições normais de polarização.

Suponhamos que a tensão de emissor (Ee) seja menor que o ponto máximo de tensão de emissor (Ep), o emissor estará polarizado inversamente e apenas uma pequena corrente de fuga (I_{EO}) fluirá. Quando Ee fôr igual à Ep e a corrente de emissor (Ie) fôr maior que o ponto máximo de corrente (Ip) o transistor de unijunção (UJT ou TUJ) conduzirá.

No estado condutivo o transistor de unijunção (UJT ou TUJ) apresenta uma resistência baixíssima entre emissor e sua base nº 1 (B_1), sendo a corrente de emissor (Ie) limitada principal-

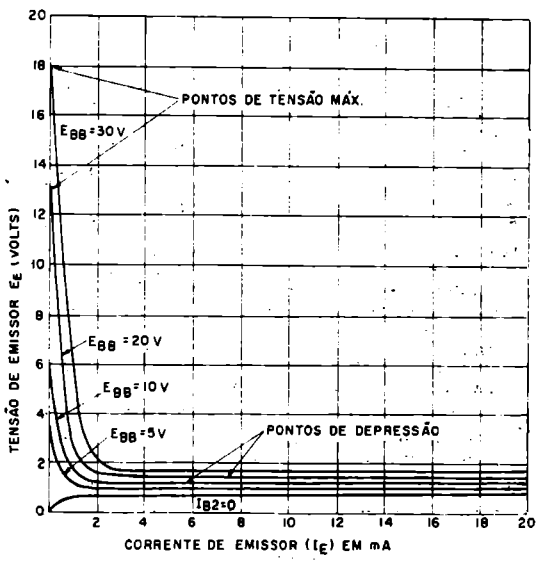
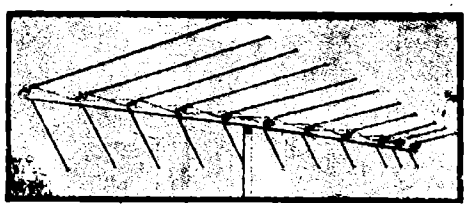


Figura 70
Características de entrada do emissor de um transistor unijunção típico.

3 GRANDES NOMES EM ANTENAS UNIRAM-SE PARA MELHOR SERVI-LO

JERROLD — SUPER-VIDEO — RANGEL
"ESPINHA DE PEIXE" RANGEL — LANÇADA NOS USA (1962)



TIPO ORIGINAL — De acôrdo com os modelos americanos em nosso poder e em exposição. Sistema de rebite — Modêlo reforçado — Unicos fabricantes.
TIPO IMITAÇÃO — Obedece às características mecânicas da original. Sistema de encaixe e parafusos.
TIPO COMUM — Obedece ao mesmo aspecto visual. Iguais às da concorrência menos ganho. Compare antes de comprar! Qualquer quantidade.

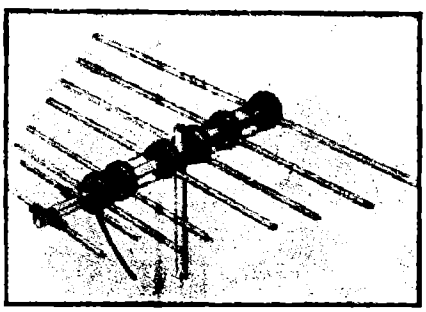
	Original LP Cr$	Imitação JR Cr$	Comum EP Cr$
18 elem. - Alcance 280 km -	120,00 -	62,40 -	50,00
11 elem. - Alcance 240 km -	88,00 -	48,00 -	40,00
8 elem. - Alcance 160 km -	60,00 -	40,00 -	32,00
4 elem. - Alcance 80 km -	30,00 -	18,00 -	11,00

"SUPER H" — SUPER-VIDEO — LANÇADAS NOS USA (1961)

Antena que há 9 anos vem resolvendo problemas em lugares de difícil recepção.

Super H - 30 elem. - Alcance 220 km - Cr$ 120,00
Super H - 19 elem. - Alcance 220 km - Cr$ 60,00
Super H - 15 elem. - Alcance 140 km - Cr$ 38,00
Super H - 11 elem. - Alcance 140 km - Cr$ 30,00
Super H - 7 elem. - Alcance 60 km - Cr$ 18,00

"COLOR MAXIMO" — JERROLD — LANÇADA NOS USA (1968)



Última novidade nos USA — Isoladores circulares interligados, montada com parafuso de latão. Para TV em côres, TV b&p, Stéreo FM. Garantia de 1 ano contra defeitos de fabricação e corrosão.

CM - V-307 - 20 elem. - alcance 350 km - Cr$ 120,00
CM - V-305 - 14 elem. - alcance 300 km - Cr$ 80,00
CM - V-303 - 9 elem. - alcance 200 km - Cr$ 60,00
CM - V-301 - 5 elem. - alcance 100 km - Cr$ 35,00

Para VHF - UHF - FM - TV em côres - Suporte de alumínio - Cr$ 12,00 - Cônica - DDR-12 - Yagui - * Antenas + de 84 tipos diferentes - * Interna com seletor eletrônico - * Coletivas transistorizadas - * Giratório Rangel - * Booster - * Amplificador transistorizado - * Fios para antenas - * Tubos de alumínio - * Conversor de UHF - * Peças de antenas, em avulso para quem quiser fabricar - * Preços para varejo - * Atacado tabela especial.

Venda sòmente a dinheiro - * Impôsto incluso - * Para despacho + 4% de despesas.

ANTENAS RANGEL

Nesta rua há várias lojas de antenas - Uma perto da outra - Mas, nós somos os únicos fabricantes, por isso nossos preços são muito mais baixos.
NÃO ESQUEÇA: O ENDEREÇO CERTO É

RUA RIACHUELO, 320 — FONE: 36-4059

mente por uma resistência em série ligada no circuito externo entre emissor (E) e sua base nº 1 (B_1).

O ponto de tensão máxima de transistor de unijunção (UJT ou TUJ) varia em proporção direta da tensão entre as bases (E_{BB}) de acôrdo com a seguinte equação:

$$Ep = \eta E_{BB} + E_D$$

onde o parâmetro η é denominado a relação desligada intrínseca do transistor de unijunção, estando seu valor entre 0,51 e 0,82; E_D é a tensão do diodo equivalente de emissor sendo da ordem de 0,5 volts a uma temperatura de 25°C, valor êste que depende particularmente do tipo do transistor de unijunção (UJT ou TUJ).

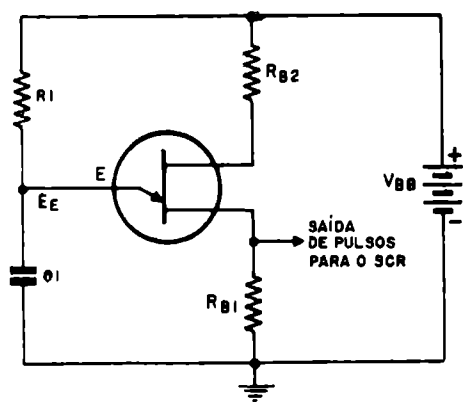


Figura 71

Circuito básico de um disparador de pulsos usando transistor de unijunção (TUJ).

Sabe-se que o parâmetro E_p (ponto máximo de tensão do transistor de unijunção) é inversamente proporcional à temperatura, sendo êste coeficiente de temperatura, entre —2 mV/°C e —3 mV/°C. Pode-se compensar êste coeficiente negativo de temperatura, usando-se coeficiente de temperatura positivo na resistência entre-bases (R_{BB}).

Caso a resistência R_{B2} fôr usada em série com a base 2 (B_2) conforme na figura 3, a variação de temperatura da resistência entre as bases (R_{BB}) fará com que a tensão entre as bases (E_{BB}) aumente com a temperatura.

Se o valor da resistência R_{B2} fôr corretamente escolhido, o aumento na tensão entre as bases (E_{BB}) compensará pela diminuição do ponto de tensão máxima (E_p) do transistor de unijunção (UJT ou TUJ).

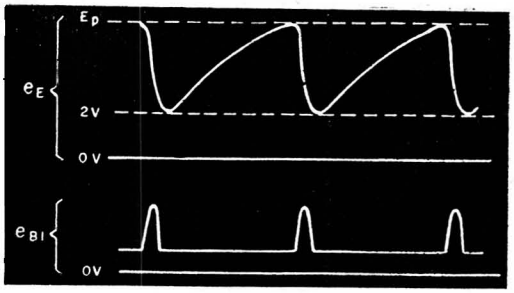


Figura 72

Formas de onda referentes à figura 71

CIRCUITO BASICO DE PULSO DE DISPARO USANDO TRANSISTOR DE UNIJUNÇAO (UJT ou TUJ)

O circuito básico de pulso empregando transistores de unijunção (UJT ou TUJ) para disparar SCR é um oscilador de relaxação simples, conforme pode-se observar na figura 71.

Neste circuito a resistência R_{B2} têm por função limitar a corrente da base nº 2 (I_{B2}) quando o TUJ (ou UJT) dispara, enquanto que através da resistência R_{B1} será a resistência de carga da base nº 1, através de onde será retirado o pulso de disparo para excitar o SCR. O condensador C1 carrega-se através da resistência R1, até que a tensão (Ee) seja igual à Ep, ponto êste no qual o transistor de unijunção (UJT ou TUJ) dispara descarregando tôda a carga armazenada no condensador C1 através da resistência R_{B1}.

Quando a tensão de emissor atingir o valor de aproximadamente 2 volts, o emissor deixará de conduzir, desligando o transistor de unijunção (UJT ou TUJ), dando início a nôvo ciclo de oscilação.

Na figura 72 temos representadas as formas de onda referentes ao circuito da figura 71, correspondente à tensão instantânea de emissor (e_E) e à tensão instantânea através da resistência R_{B1} (e_{RB1}), ou seja a tensão instantânea da base nº 1 (e_{B1}).

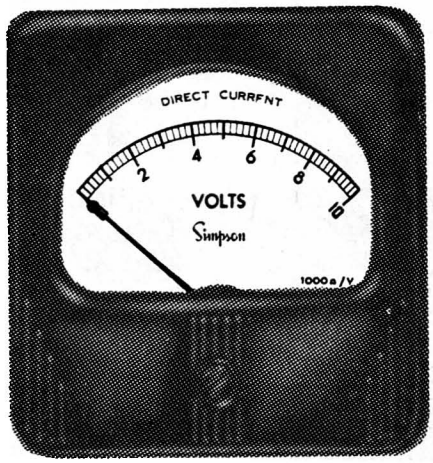
O período de tempo de cada ciclo de oscilação (T) é bastante independente da tensão de alimentação e também de temperatura, sendo determinado, aproximadamente, pela seguinte equação:

$$T = \frac{1}{fr} \cong R1C1$$

onde T é expresso em segundos; fr é a frequência de oscilação; R1C1 é a constante de tempo do condensador C1 e a resistência R1.

Esta equação é correta quando corresponde à relação desligada intrínseca do transistor de unijunção (UJT ou TUJ).

BERNARDINO
E
MIGLIORATO



INSTRUMENTOS DE PAINÉIS

Ampla linha de instrumentos de medição, para embutir, de quadro ou portátil. Todos os modelos e tamanhos, com valores de medição desejada para A.C. ou D.C.

- MILIAMPERÍMETROS
- VOLTÍMETROS
- GALVANÔMETROS
- AMPERÍMETROS
- MICROAMPERÍMETROS
- MILIAMPERÍMETROS

E OUTROS
DEZENAS DE MODELOS A SUA ESCOLHA.
Garantia e assistência técnica.
25 anos no ramo eletro-eletrônico.

FONES: VENDAS: 36-8274
CONSERTOS: 36-1250

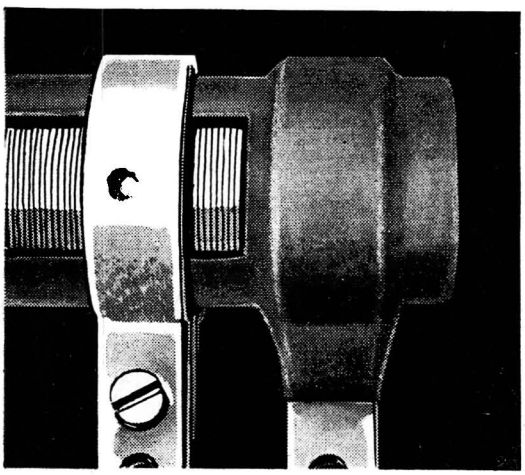
Bernardino, Migliorato & Cia. Ltda.

REPARADORES AUTORIZADOS PELA GENERAL ELECTRIC — U.S.A.

Rua Vitória, 562 -- Sobreloja -- Conjunto 12
Fone: 36-1250 -- São Paulo -- ZP-2

telewatt

RESISTORES



- Resistores de fio de 0,5 até 500 watts
- Resistores de precisão até ± 0,1% tolerância
- Resistores de PTC
- Resistores especiais para todos os fins
- Choques de radiofrequência (peaking coils)
- Reostatos de 15,25 e 50 watts
- Resistores fusíveis (fusistor)
- Resistores encapsulados

TELEWATT DO BRASIL LTDA

RUA PROFESSOR JOSÉ REUTHER, 77
TEL. 5968 • CAIXA POSTAL, 194
PETRÓPOLIS • ESTADO DO RIO • BRASIL

REPRESENTANTE EXCLUSIVO DA
ROSENTHAL ISOLATOREN GMBH
ALEMANHA

mundialmente famosa pela alta qualidade em resistores de fio e carvão, capacitores de cerâmica e isoladores de alta e baixa tensão.

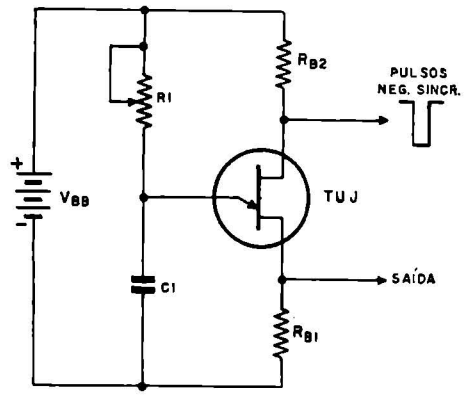


Figura 73

Sincronização com pulsos negativos na base 2 de um oscilador de relaxação usando "TUJ".

O projeto de circuitos de disparo empregando transistores de unijunção (UJT ou TUJ) é bastante flexível quanto ao valor de seus componentes.

A resistência de base nº 1 (R_{B1}) deverá ter valor abaixo de 100 ohms, porém, é possível empregar-se valores até 3000 ohms, em alguns casos.

A resistência R_1 deverá ter um valor entre 3000 ohms e 3 megohms. O valor mínimo para a resistência R_1 é determinado pela linha de carga formada pela resistência R1 e a tensão de alimentação (V_{BB}) quando intercepta a curva de características de emissor na figura 4, à esquerda no ponto de depressão, do contrário, o transistor de unijunção (UJT ou TUJ) na figura 71, se desligará.

O limite máximo para R1 é determinado pela necessidade de que a corrente que flui no emissor, no ponto máximo, deverá ser maior que o

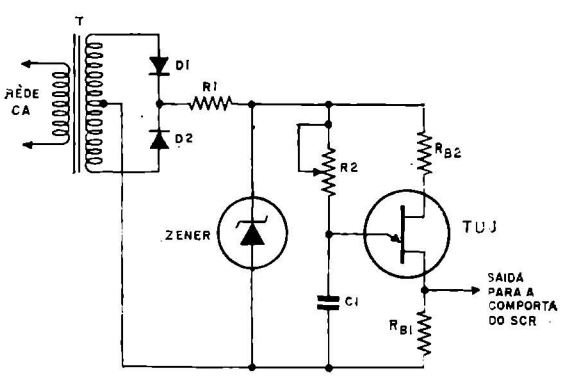


Figura 74

Circuito para sincronização de TUJ com a CA de linha.

ponto de máxima corrente (Ip), de forma a poder ligar o TUJ (UJT).

O valor recomendável de tensão de alimentação (V_{BB}) deverá ser entre 10 a 35 volts. Esta faixa de tensão é determinada no seu valor mínimo pelos valores de amplitude de sinal aceitável, e no seu valor máximo, pela capacidade de dissipação de energia do transistor de unijunção (UJT ou TUJ).

Caso se deseje acoplar diretamente ou através de resistência em série, o pulso de saída do circuito da figura 71 (e_{B1}) à comporta do SCR, o valor da resistência da base nº 1 (R_{B1}) deverá ser suficientemente baixo para evitar que a tensão de CC na comporta devido à corrente de entrebases (I_{BB}) exceda à tensão máxima que ainda não dispare o SCR, sendo êste valor à máxima temperatura de junção no qual o SCR deverá operar.

Para se obter o valor ideal da resistência de base nº 1 (R_{B1}) podemos empregar a seguinte equação:



Figura 75

Tensão pulsante na junção dos catodos dos retificadores D1 e D2 da figura 74.

$$EGT\ max > \frac{R_{B1} \quad V_{BB}}{R_{BB}\ (min) + R_{B1} + R_{B2}}$$

onde: EGT max é a tensão máxima de comporta que não disparará o SCR; V_{BB} é a tensão de alimentação do circuito e R_{BBmin} o valor mínimo de resistência entrebases do transistor de unijunção (UJT ou TUJ).

Resolvendo-se um caso prático onde o SCR empregado é para uma corrente máxima de anodo de 35 ampéres (Ia max), onde a temperatura máxima de junção é de 125°C, a tensão máxima de comporta que não o disparará (E_{GT} max) é de 0,25 volts e a tensão de alimentação V_{BB} é aproximadamente 55 volts, o valor da resistência da base nº 1 (R_{B1}) será 50 ohms ou menos.

Se os pulsos de saída (e_{B1}) do circuito da figura 71 forem acoplados às comportas dos SCR através de transformadores ou condensadores, as limitações mencionadas anteriormente não são aplicadas.

MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO

No circuito básico de disparo apresentado na figura 71, o transistor de unijunção (UJT ou TUJ) pode ser disparado em qualquer ponto intermediário do ciclo.

Para isto, deve-se reduzir a tensão entre as bases (E_{BB}), ou também se deve reduzir a tensão de alimentação (V_{BB}),o que representa uma redução equivalente de tensão máxima do transistor de unijunção (Ep do TUJ), conforme se pode observar na equação abaixo.

$$E_P = \eta\ E_{BB} + E_D$$

O transistor de unijunção (UJT ou TUJ) será disparado no momento em que o ponto de tensão máxima (E_p) fôr reduzido abaixo do valor instantâneo de tensão de emissor (Ee). Portanto, o terminal da base nº 2 (B2) do transistor de unijunção ou a tensão de fonte podem ser usados para sincronizar o circuito básico de disparo.

Na figura 73 temos o emprêgo de pulsos negativos de sincronismo aplicados à base 2 (B2) do transistor de unijunção para disparo dêste. Na figura 74 apresentamos uma forma de se conseguir sincronismo com a rêde de CA.

A tensão de CA de rêde é aplicada ao primário do transformador T1. A tensão alternada do secundário é aplicada aos retificadores de silício D1 e D2 em forma de retificação de onda completa.

Nos catodos dos retificadores D1 e D2 teremos uma tensão pulsante resultante da retificação da onda completa cuja frequência será o dôbro da frequência da linha. Esta tensão pulsante está representada na figura 75, e é empregada para alimentar o oscilador de relaxação e sincronizá-lo com a linha.

O diodo zener é usado para recortar e regular os picos de tensão de CA conforme pode-se

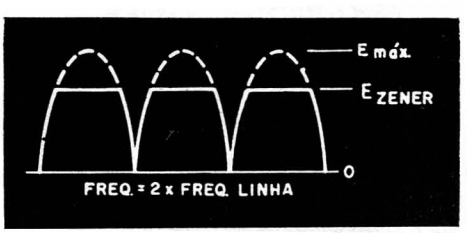


Figura 76

Tensão pulsante recortada pelo diodo Zener (junção de R1 e catodo do diodo zener).

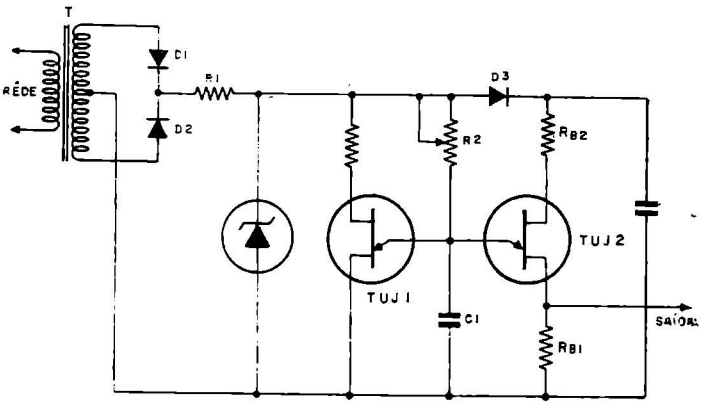


Figura 77

Circuito para sincronização com a linha para oscilador de relaxação empregando TUJ.

constatar na figura 76. Ao final de cada 1/2 ciclo, a tensão na base 2 de transistor de unijunção (UJT ou TUJ) reduzir-se-á a zero, fazendo com que êste dispare. Portanto, o condensador C1 será descarregado ao início de cada meio ciclo da frequência de linha, sendo, então, o circuito de disparo sincronizado com a linha.

O condensador C1 se carregará através de R1 quando o TUJ (ou UJT) estiver em corte, e se descarregará através da resistência R_{B1} quando o TUJ (ou UJT) disparar, produzindo um pulso de tensão positiva através da resistência R_{B1} excitando assim, a comporta do SCR.

MESA PARA TV
GIRATÓRIA ONIX



Tampo revestido em laminado plástico na côr Jacarandá. Armação em tubo quadrado, totalmente cromada. Rodízios de nylon.

Serve para qualquer tipo de televisor de 23". Montagem facílima.

Envie um cheque de Cr$ 100,00, visado, pagável em São Paulo, a favor de Kirdafi Indústria e Comércio Ltda. e V.S. terá êste belíssimo móvel em sua casa.

PREÇOS ESPECIAIS PARA REVENDEDORES

KIRDAFI INDÚSTRIA E COMÉRCIO LTDA.

Rua Jaguareté, 381/3 — ZP-23 — Tel.: 266-1829
SÃO PAULO — SP.

Uma deficiência dêste circuito é que o condensador C1 ao se descarregar através da resistência da base 1 (R_{B1}) a amplitude dêste pulso será proporcional à carga do condensador C1 somada à corrente do TUJ (ou UJT), o que resultará em pulsos cuja amplitude não será constante através da comporta do SCR.

Para evitar isto deve-se derivar o condensador C1 com um outro transistor de unijunção (TUJ ou UJT) de forma a desviar a maior parte da corrente de descarga do condensador C1 através dêste.

Tal circuito é representado na figura 77, sendo até o diodo zener igual ao circuito da figura 74. O transistor de unijunção nº 1 (TUJ1 ou UJT1) é usado para sincronização do circuito de disparo para descarga total do condensador C1 ao final de cada meio ciclo. O retificador D3 e o condensador C2 são empregados para fornecer uma tensão de CC constante aplicada ao TUJ2 (UJT2).

A tensão através do TUJ1 (UJT1) cairá a zero ao final de cada meio ciclo, fazendo com que êste TUJ (UJT) dispare provocando a descarga do condensador C1 quase que exclusivamente através dêle e não através da resistência da base 1 (R_{B1}) do TUJ2 (UJT2).

Como os dois emissores dos dois transistores de unijunção (TUJ ou UJT) estão ligados ao mesmo ponto, os dois dispararão simultâneamente, fazendo com que a corrente do TUJ2 provoque um pulso positivo através da resistência R_{B1}, sendo acoplado à comporta do SCR.

Neste circuito teremos sempre um pulso constante aplicado à comporta do SCR, independente da carga elétrica armazenada através do condensador C1.

(continua no próximo número).

A POLARIZAÇÃO NOS GRAVADORES DE FITA

Norman H. Crowhurst
de Radio-Electronics

O fato de que a velocidade da fita e sua respectiva fidelidade (normalmente encontradas nos gravadores modernos) foram consideradas impossíveis há cêrca de 10 anos atrás, comprova que tem havido alterações tanto nas fitas como nos gravadores.

A variedade das alterações feitas tem ocasionado alguma confusão. A fim de esclarecer o assunto vamos analisar neste artigo a finalidade e a necessidade da polarização de alta-frequência.

Necessidade da polarização de alta-frequência

Qualquer livro sôbre gravação em fita explica êste assunto. Sem polarização de alta frequência a forma de onda gravada sofreria forte distorção devido à não-linearidade inerente aos materiais magnéticos. Os efeitos iniciais da polarização de alta-frequência, sem considerar outros fatôres, são:

1 — Ela satura a fita numa frequência elevada e virtualmente "desmagnetiza" o material, deixando o valor instantâneo da forma de onda de áudio virtualmente livre desta distorção não-linear (figura 1).

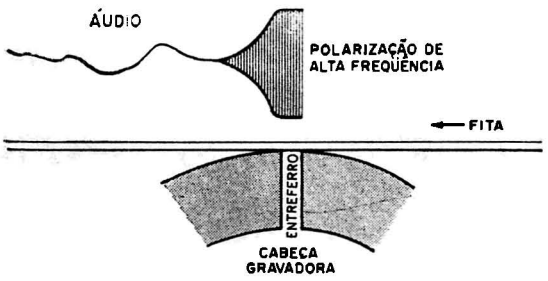


Figura 1

A polarização de alta freqüência se superpõe ao sinal de áudio.

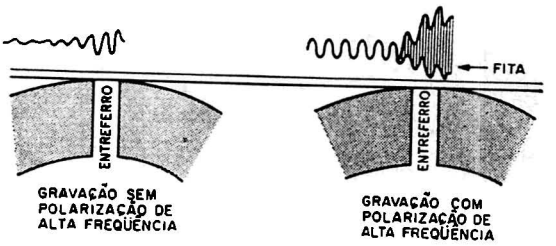


Figura 2

Outra função da polarização é melhorar a resposta de alta freqüência.

2 — Ela permite que se use maior entreferro na cabeça gravadora, o que seria impossível sem polarização de alta frequência. Isto nos proporciona uma penetração mais profunda da magnetização na fita, particularmente nas altas frequências, onde as dimensões do entreferro são muito importantes (figura 2).

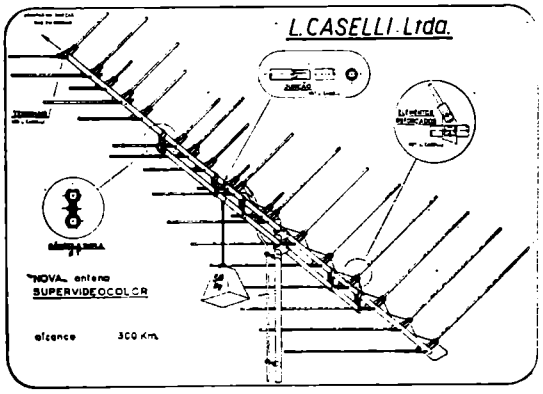
Espécies de fitas

Antigamente era suficiente sabermos que se depositássemos uma fina camada de óxido de ferro numa fita plástica, poderíamos magnetizá-la. Entretanto, nem se cogitava, naquele tempo, do contrôle das propriedades magnéticas e do tamanho molecular do material utilizado. Pelos padrões atuais, as fitas antigas poderiam ser consideradas de muito baixa qualidade.

Não vamos analisar neste artigo os processos químicos nem os métodos de preparação e aplicação do material na fita. Trata-se de um assunto especializado e para nós é suficiente sabermos que existem diversos tipos de fitas à nossa escolha.

As técnicas modernas permitem a produção de materiais com menor estrutura molecular, possibilitando a formação de maior quantidade de minúsculos "ímãs" na fita.

Para a recepção de TV à longa distância, coloque em seu TV um possante telescópio, a antena "SUPERVIDEOCOLOR" encurta as distâncias, elimina o chuvisco, aumenta o brilho e torna nítida a imagem.



"Nova" Antena Supervideocolor - Original ..... Cr$ 104,00

Amplificador 213-T de DOIS transistores - Ganho garantido 18 a 20 db - Fator de ruído melhor de 6 db ..... Cr$ 120,00

Conjunto Supervideocolor - Amplificador 213-T ..... Cr$ 210,00

Preço líquido para despacho em 24 horas.

Remeter cheque visado ou ordem de pagamento à fábrica.

Cuidado! O sucesso da Supervideocolor provocou inúmeras imitações; embora prejudicados, isto representa o reconhecimento do valor do nosso produto.

EVITE DECEPÇÕES...
NÃO ACEITE IMITAÇÕES...

ANTENAS L. CASELLI

FÁBRICA:

SÃO JOSÉ DOS CAMPOS - S. PAULO
R. Santa Clara, 276 - Fones: 2586 - 3228

Distribuidor: São Paulo

ELETRÔNICA WALGRAN
Rua Aurora, 248 - Tel: 221-1934

Indicar a transportadora preferida.

Também conseguiu-se alterar as propriedades magnéticas, o que significa que se pôde fazer melhores "ímãs".

A qualidade de um material magnético se reflete no seu elo de histerése, que é o que sucede quando êle passa por um ciclo completo de magnetização.

Temos três propriedades importantes em qualquer aplicação magnética: densidade de saturação, remanência e coercitividade (ilustradas na figura 3).

Estas quantidades são relativas e variam de material para material. Mas se tomarmos a sequência relativa aos parâmetros de um determinado material, à medida que é aplicada a magnetização, o magnetismo induzido no material responde, no princípio, lentamente (região A); em seguida êle aumenta ràpidamente até que chega à saturação (região C).

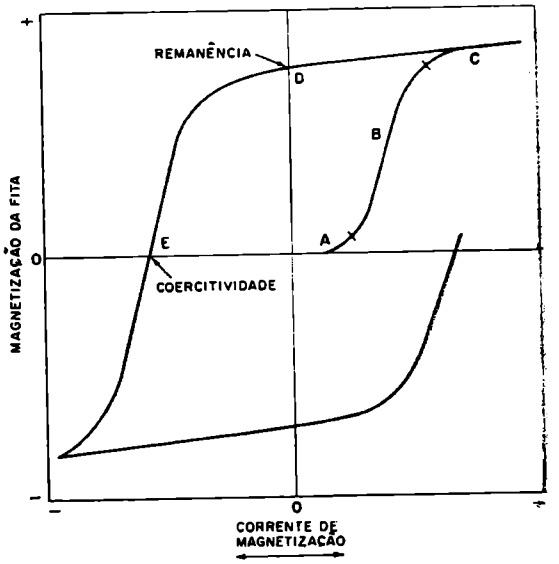


Figura 3

Ciclo aberto de magnetização.

Quando se retira esta magnetização, uma boa parte do magnetismo permanece (ponto D), e a quantidade restante é conhecida como **remanência** do material.

À primeira vista pode parecer que é isto que se deixa na fita ao se efetuar uma gravação. Mas não estamos levando em consideração o fato de que a fita deve deixar a cabeça magnetizadora e transferir êsse magnetismo à cabeça reprodutora.

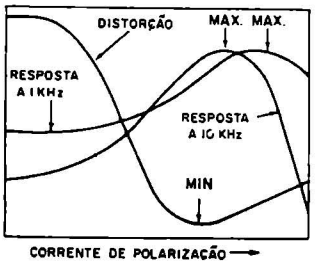


Figura 4

A polarização ótima para baixa distorção nas freqüências médias não proporciona boa resposta nas altas freqüências em fitas de baixa coercitividade.

Isto significa que, para se obter resultados satisfatórios, a remanência deverá ser acompanhada de outra propriedade denominada coercitividade.

As fitas modernas são classificadas segundo suas coercitividades. Note que a coercitividade está relacionada com a magnetização que foi inicialmente aplicada a fim de se chegar à saturação.

Assim, os aperfeiçoamentos nos materiais magnéticos foram conseguidos através de alterações em sua coercitividade e da redução do tamanho molecular. A densidade de saturação e a remanência também foram aumentadas, mas as alterações importantes foram feitas na coercitividade e no tamanho molecular.

Os materiais antigos tinham o que hoje chamamos de baixa coercitividade. Isto significa que menores correntes de polarização poderiam levá-los à saturação, e, também, que estavam mais sujeitos a valores precisos de corrente de polarização.

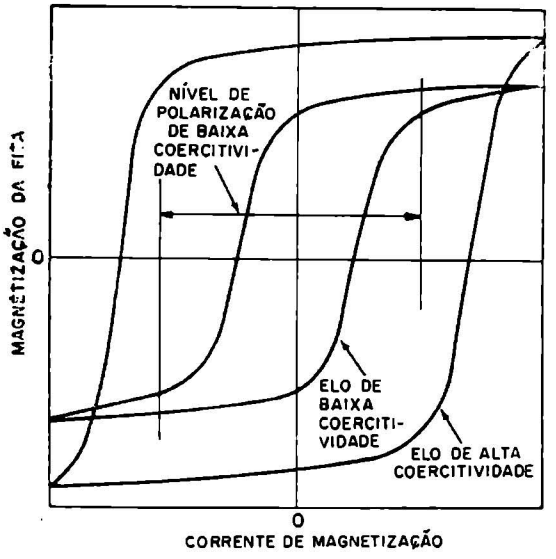


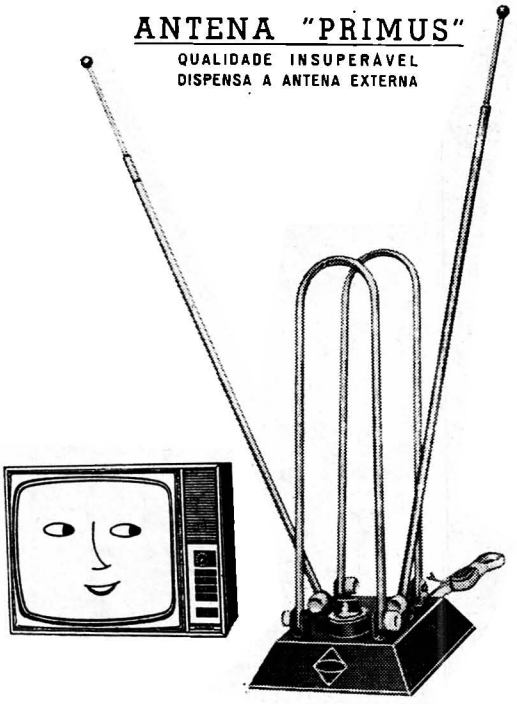
Figura 5

Elos de histerése de fitas de baixa e alta coercitividade mostrando os diferentes níveis de polarização necessários à magnetização

SURPREENDENTE LANÇAMENTO

ANTENA "PRIMUS"

QUALIDADE INSUPERÁVEL
DISPENSA A ANTENA EXTERNA



CONHEÇA A NOVA ANTENA INTERNA PARA TV, PRIMUS AUXILIUM

Contém dispositivos para ser ligada em qualquer antena externa, e seletor para variar as impedâncias de cada canal, reforçando o sinal de vídeo e eliminando sombras, chuviscos e fantasmas.
Antena Primus Auxilium dá nova Imagem ao seu televisor.

ATENÇÃO: Nosso Modêlo de Antena é de fabricação própria e exclusiva, com Registro de Patente Industrial n.º 183.520

PRIMUS Rádio e Televisão Ltda.

RUA SANTA IFIGÊNIA, 710
FONE.: 220-2726 — SÃO PAULO

CASA DOS TOCA-DISCOS E GRAVADORES

PHILIPS

Especialista em consertos de Gravadores e Toca-discos.
Variado sortimento de fitas, virgens e gravadas.
Gravadores de tôdas as marcas. Braços e toca-discos profissionais, agulhas e cápsulas de todos os tipos.

CASA DOS TOCA-DISCOS
E GRAVADORES
R. Santa Ifigênia, 398 -- São Paulo
Fones: 221-3945 e 221-4198

SEMICONDUTORES

Circuitos integrados

Transistores de Silício

Diodos contato de ouro

Diodos zener

Thyristores -- SCR.

SIBRASCO ELETRÔNICA LTDA.
Rua Marcos Lopes, 305
Caixa Postal 19.166 - Fone: 61-7141
SÃO PAULO

Em baixas frequências (digamos, até 100 Hz) aumentando a corrente de polarização diminui-se a distorção, isto até um certo ponto em que começará a haver perda na saída.

Nas altas frequências a perda de saída começa com correntes de polarização muito mais baixas que nas baixas frequências.

A frequência da corrente de polarização e a velocidade da fita, combinadas com a abertura do entreferro, fazem com que ocorram diversos períodos de oscilação enquanto determinado ponto da fita passa diante do entreferro.

Na ausência de polarização de alta-frequência poderá haver perda na gravação das frequências mais altas, uma vez que o entreferro está em função da frequência que está sendo gravada.

Assim, as frequências elevadas, ao serem gravadas, tendem a se comportar de maneira semelhante à polarização. Por essa razão o excesso de corrente de polarização prejudica a gravação das frequências altas.

Acontece, então, que nas fitas com baixa coercitividade, a polarização ótima para reduzir a distorção nas frequências médias não coincide com a polaridade ótima para as frequências altas (figura 4). Como a qualidade de uma fita é definida em têrmos de baixa distorção e boa resposta nas altas frequências, o ajuste da polarização é feito de maneira a não se prejudicar a resposta nas altas frequências, nem permitir a elevação da distorção.

Temos também as fitas de alta coercitividade. Para utilizarmos suas propriedades e para saturá-las é necessário empregarmos maiores correntes de polarização. Nestas fitas, a qualidade da primeira gravação é tão boa quanto à das fitas de baixa coercitividade, mas não poderemos reusá-las por não podermos apagá-las totalmente, a não ser que utilizemos elevada corrente de apagamento.

Isto pode ser demonstrado pela comparação de duas espécies de fitas (figura 5). Uma corrente de polarização que fàcilmente saturaria uma fita de baixa coercitividade, nem sequer se aproximaria do ponto de saturação de uma fita de alta coercitividade.

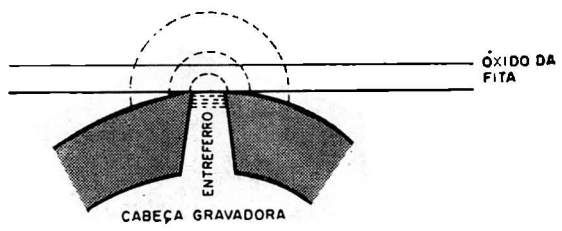


Figura 6

Devido ao rápido declínio do campo magnético com a distância, o campo magnetizante pode não penetrar totalmente na camada de óxido.

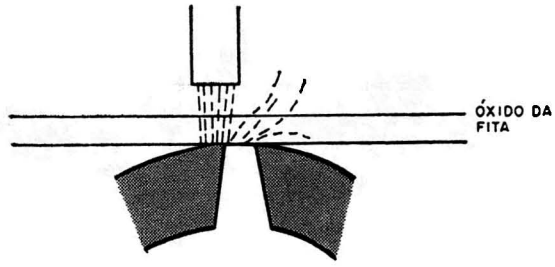


Figura 7
Adição de um pólo extra.

Inversamente, se ajustássemos a polarização de maneira a saturar uma fita de alta coercitividade, haveria sôbre-saturação se viéssemos a usar uma fita de baixa coercitividade.

Isto significa que um bom gravador deveria ser ajustado para trabalhar com um determinado tipo de fita, o que se aplica particularmente à gravação. A reprodução não é crítica; uma vez feita a gravação ela poderá ser reproduzida em outro gravador.

Cabeças de campo cruzado

A qualidade e intensidade do sinal na fita é uma função não sòmente do sinal que nela foi gravado mas também da maneira que êle foi distribuído na camada de óxido.

Embora a camada seja bastante delgada, ela possui uma determinada espessura. Particularmente nas altas frequências a espessura da camada de óxido é muito importante.

A figura 6 mostra o campo magnético nas proximidades do entreferro de gravação. Êsse campo se enfraquece ràpidamente à medida que se afasta do entreferro (note que na figura o campo está exageradamente ampliado). Assim, a não ser que o campo seja muito forte, especialmente com fitas de alta coercitividade, a magnetização não penetrará a camada de óxido em tôda sua espessura. Teremos como consequência, um enfraquecimento causado por um "efeito curto-circuitante" magnético da porção não magnetizada que se encontra atrás da porção magnetizada.

Para conseguir penetração, a parte importante do campo é a polarização de alta frequência. Se colocarmos um pólo extra atrás da fita (figura 7), o campo nas proximidades de um pólo é reforçado enquanto que nas proximidades do outro, é enfraquecido.

O efeito importante (a porção usada para se obter uma melhoria) está no ponto em que a intensidade de campo é aumentada pelo pólo de campo cruzado.

Embora o conceito de uma cabeça extra atrás da fita seja relativamente simples, sua utilização prática pode acarretar novos problemas: o posicionamento correto da cabeça extra lateralmente através da fita, de maneira a coincidir exatamente com as posições das trilhas, e longitudinalmente à fita de forma que o campo tenha a configuração correta (o que, evidentemente, não pode ser visto).

As trilhas têm sòmente centésimos de polegadas de largura; a camada de óxido possui uma espessura de apenas frações de milésimos de polegadas e o entreferro possui também medidas dessa ordem.

Assim sendo, o ajuste da posição de uma cabeça atrás da fita requer cuidados extremos, prevenindo-se também que êsses ajustes não sejam alterados pela colocação ou retirada da fita.

Podemos, contudo, atingir os mesmos fins combinando as cabeças, gravadora e apagadora, de tal maneira que o campo de fuga do entreferro de apagamento passe através da fita e retorne às vizinhanças do entreferro de gravação da mesma forma que se obteria com o pólo cruzado.

Isto reduziria os problemas a um único bloco. A precisão necessária faz parte da construção do próprio bloco e os ajustes não seriam mais críticos do que nos gravadores convencionais.

O uso de magnetização de campo cruzado torna menos crítico o ajuste de polarização. Isto significa que um gravador, ajustado para ótimo desempenho com uma determinada fita, não apresentaria desempenho inferior se fôsse utilizado com outro tipo de fita.

Ajustes de polarização

Analisaremos agora, em têrmos gerais, o ajuste da corrente de polarização para ótimo desempenho. Um fator importante em quaisquer dos casos: a forma de onda do oscilador de polari-

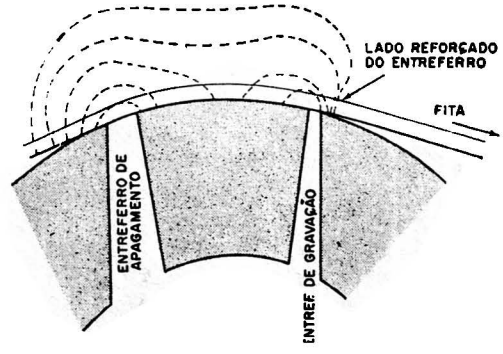


Figura 8
Combinação da cabeça gravadora e apagadora numa única peça.

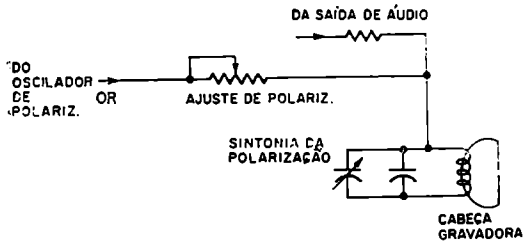


Figura 9

Circuito típico dos pontos de ajuste de polarização.

zação deve ser boa, aproximando-se de uma senóide perfeita. Se a forma de onda do oscilador diferir muito da senoidal, ela transferirá sua não-linearidade ao sinal que está sendo gravado.

Assim, a primeira providência que devemos tomar ao efetuarmos o ajuste da polarização é verificar a forma de onda. A sintonia da cabeça por meio de uma capacitância em paralelo não só melhorará a forma de onda como proporcionará maior corrente devido ao acoplamento mais eficiente. Mas para que estas providências resultem na melhoria desejada, é necessário que a forma de onda seja boa.

Efetuados êstes ajustes, o próximo seria ajustar a corrente de polarização para um ótimo desempenho com a fita que está sendo utilizada (figura 9). Os métodos de ajuste variam conforme o tipo de gravador. Nos gravadores que possuem cabeças amplificadoras independentes para gravação e reprodução, poderemos usar a parte de reprodução como monitor durante os ajustes.

Nos gravadores que possuem um único amplificador ou uma só cabeça para gravação e reprodução, o método a ser empregado é um pouco mais demorado, mas os resultados serão os mesmos.

Alguns fabricantes dão informações sôbre como proceder o ajuste da polarização em termos de nível de saída uma determinada frequência como, por exemplo: "ajustar para a máxima saída e então retroceder o parafuso ¼ de volta". Outros fabricantes indicam diretamente para quantos miliampères a corrente deverá ser ajustada.

Êste é um método aproximativo para se obter melhor desempenho geral baseado no ajuste para a melhor resposta nas altas frequências e redução da distorção.

Se você deseja medir a distorção bem como a resposta de alta frequência, é necessário dispor de algum meio de efetuar a medição na fita, o que não é tão simples como medir distorção em amplificadores.

Flutuações no nível, embora pequenas, devidas às alterações das características da fita ao longo da mesma, ou pequenas flutuações na velocidade (embora insuficientes para causarem "wow") podem comprometer as medições convencionais de distorção quando se utiliza instrumentos altamente sensíveis e seletivos. Ω

ESQUEMAS E LIVROS TÉCNICOS

* Remessas Rápidas pelo Correio, para Qualquer Localidade do País.
* SERVIÇO PERFEITO DE REEMBÔLSO

Lista Parcial — Livros Nacionais	Cr$
Transistores Técnicas e Aplicações — Waldyr Chaves, 303 pags.	22,00
Transistores em Rádio, TV e Eletrônica, Kiver	21,00
O TRANSISTOR — Electra, Nova Edição, 317 Pags, Teoria, Defeitos e Esquemas	18,00
ANTOLOGIA DE TRANSISTOR - teoria Reparações - Montagens - Características	14,50
O TRANSISTOR E VOCÊ — P/ Principiante	9,00
CURSO ESSE DE ALTA FIDELIDADE	10,50
RÁDIO REPARAÇÕES — Cabrera, 326 pags, Trabalhos Práticos e Consertos	18,00
CALIBRAÇÃO em Receptores de TV - 300 pags.	11,00
Prática de Televisão Ao Alcance de Todos	11,00
Televisão Prática - Electra, Grande Formato, Teoria, Esquemas e Defeitos	22,00
Análise Dinâmica em TV - Cabrera, 300 pags.	17,00
Montagens de Amplificadores e Receptores - Electra, 340 pags.	17,00
MUITO SÔBRE TV 1ª Parte:	10,50
MUITO SÔBRE TV 2ª Parte:	10,50
TV Reparações Pela Imagem - Electra	12,00
Antologia Hi-Fi Estereo - Teoria e Montagens	10,50
Curso Técnico de Rádio - Omar Nathan, 362 pags, Curso Completo de Rádio	7,00
Curso de Rádio Reparações - Omar Nathan	7,00
Equivalência de Válvulas e Cinescópios	13,00
Esquemas de Amplificadores PBC Com Válvulas e Transistores	14,00
Esquemas de Gravadores PBC Com Válvulas e Transistores	13,00
Dicionário Radiotécnico Brasileiro	7,50
Manual de Válvulas Electra:	
Série Numérica - 546 pags.	23,00
Série Alfabética - 386 pags.	18,00
Esquemas Nacionais de TV - 5º Volume	25,00
Manual de Válvulas Monitor	9,50

"PEÇA GRÁTIS NOSSAS LISTAS E CATÁLOGOS DE LIVROS E ESQUEMAS ELETRÔNICOS

DIX LIVROS TÉCNICOS LTDA.
RUA DA QUITANDA, 30 s/307 — FONE: 232.0576
C. POSTAL 2.257 - ZC 00 - RIO DE JANEIRO - GB

SOMOS
ESPECIALIZADOS
EM PEÇAS

SEMP
INVICTUS
EMERSON

E

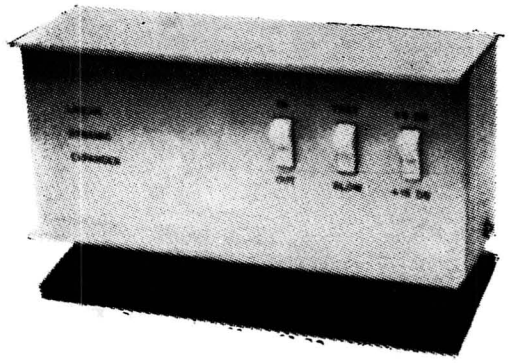
BOTÕES DE TODOS OS TIPOS
PARA

RÁDIO • HI-FI • TV

NÃO PERCA O SEU PRECIOSO TEMPO

FAÇA-NOS UMA VISITA

Eletrônica Juarez Ltda.
RUA AURORA, 506 -- FONE: 34-0341
SÃO PAULO



CONSTRUINDO UM EXPANSOR DE VOLUME COM CIRCUITOS INTEGRADOS

Kenneth E. Buegel
de Radio-Electronics

Nunca tiveram, os apreciadores da boa música, tantas possibilidades de escolha de equipamentos, como hoje em dia. As respostas de frequência se estendem bem acima do limite necessário, e os níveis de distorção são mínimos. As relações sinal/ruído (S/R) são normalmente de 70 db, ou mais. (Pelo menos segundo as especificações).

Estas relações sinal/ruído, entretanto, são completamente diferentes assim que o amplificador é posto a desempenhar sua função primária, ou seja, a reprodução de música.

Isto é causado pelas características do meio de gravação. Nas fitas são as irregularidades do óxido que ocasionam aquêle chiado característico. Nos discos, é o desgaste da sua superfície, que vai aumentando com o uso.

Para reduzir êsses ruídos superficiais, o sinal gravado é artificialmente comprimido durante a gravação. Assim, a gama de variação de volume na reprodução não é a mesma que se notaria ouvindo-se a execução ao vivo.

Na realidade, algumas gravadoras norte-americanas que anunciaram haver reduzido o chiado de seus discos, nada mais fizeram que aumentar a compressão do sinal. Assim, numa gravação dessas, um solo de violino apresenta pràticamente a mesma intensidade sonora que tôda orquestra junta.

Um dispositivo que expandisse **linearmente** o sinal reproduzido recriaria os níveis originais, dando uma nova dimensão aos sons reproduzidos.

No gráfico da figura 1, a linha tracejada mostra a relação fixa entre a entrada e a saída, num sistema de amplificação sem expansão. Note que em baixos níveis, próximo

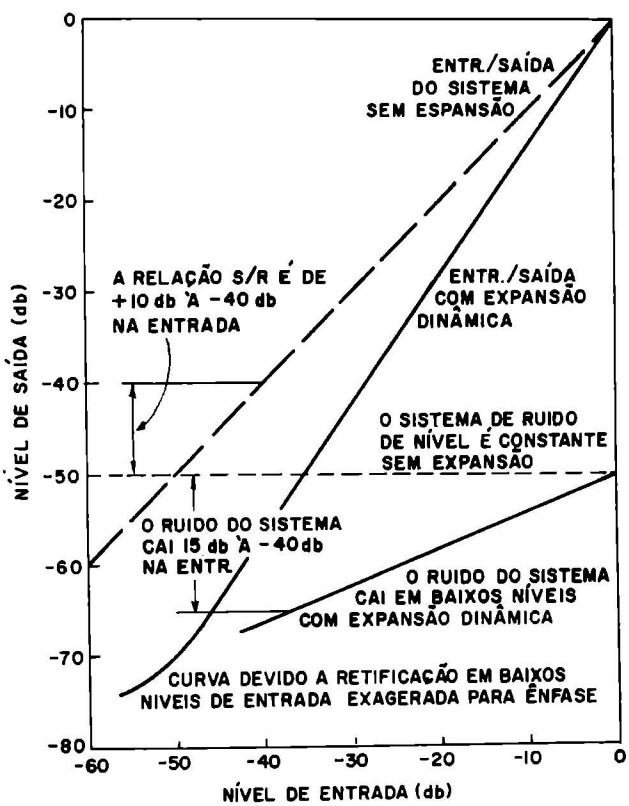


Figura 1

Níveis entrada/saída com expansão linear.

ao ponto de —40 db de entrada, o sinal de saída está apenas 10 db acima do nível de ruído (êste ruído é proveniente do disco ou fita, e se mantém constante).

As linhas cheias apresentam o desempenho do mesmo amplificador com expansão dinâmica linear. Com uma expansão de +15 db, nosso nível de saída cobre agora 55 db. E o que é mais importante, a relação sinal/ruído é ainda +10 db no mais baixo nível de entrada.

Se tentássemos obter esta gama de níveis sem expansão, nosso sinal deveria ter 5 db a menos que o nível de ruído. A resposta subjetiva do ouvido humano seria relativamente difícil de ser representada num gráfico. Embora a relação S/R seja a mesma de +10 db no ponto de —40 db de entrada, o ouvido interpretaria esta resposta como se fôsse proveniente de um sistema com um nível total de ruído muito menor, os mesmos 15 db que foram adicionados à gama dinâmica.

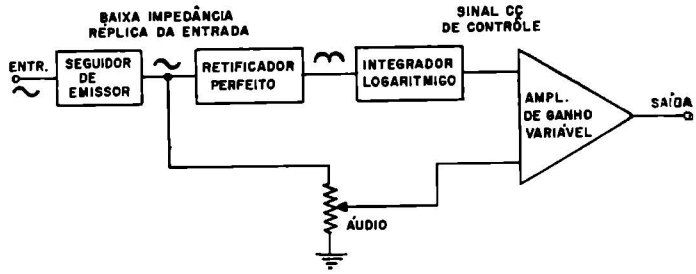


Figura 2

Diagrama em blocos do expansor.

Quando analisamos as características dos gravadores de fita, é comum encontrarmos relações S/R da ordem de 50 db! Imagine agora, com a adição de expansão dinâmica, isto soaria como se tivesse uma relação S/R de 65 db!

Você poderá gozar dêsses benefícios sem se desfazer de seu equipamento atual e começar tudo de nôvo. O expansor que apresentamos neste artigo foi projetado de maneira a ser ligado entre o preamplificador e o amplificador de potência.

Tôda a literatura que encontramos sôbre expansores apresentava circuitos regenerativos, isto é, o sinal de saída do amplificador é usado para determinar o nível do sinal em sua própria entrada. Embora êste tipo de circuito possa realmente aumentar a gama dinâ-

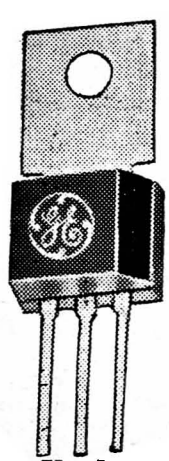
SCR C106

DIODO CONTROLADO DE SILÍCIO

Sòmente a marca SEMICONDUTORES GENERAL ELECTRIC **garante estas vantagens**

MÁXIMA SEGURANÇA:
Construção planar passivada.
BAIXO CUSTO

I_F rms : 4 (Quatro) A
I_{FM} surto: 20 (Vinte) A
dv/dt : 8 Volts/μ seg
di/dt : 50 A/μ seg



MÁXIMA SENSIBILIDADE:
Acionado diretamente com sensores de sinal fraco, como termistor, LDR, etc.

I_{GT} (disparo): 30 μA (típico)
200 μA (máximo)
V_{GT} (disparo): 0,5 Volt (típico)
0,8 Volt (máximo)
V_{rom} : 30 - 400 Volts
t_{OFF} : 40 μ seg

Informações e Vendas por atacado em

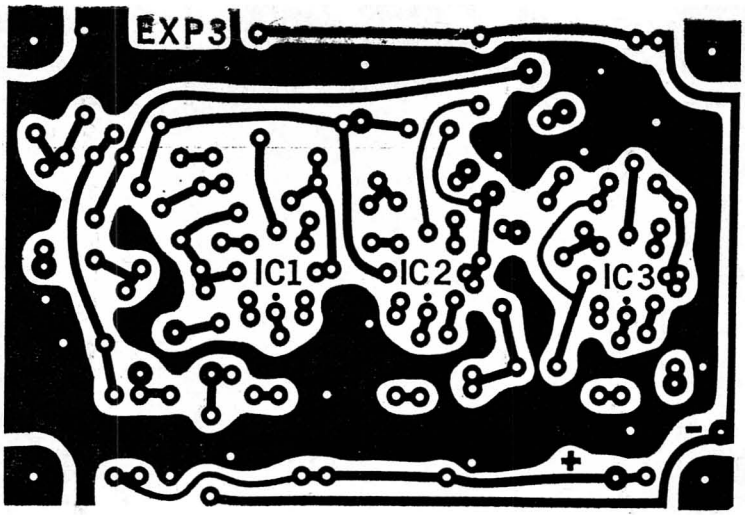


Figura 1
Placa de circuito impresso do expansor, em tamanho natural.

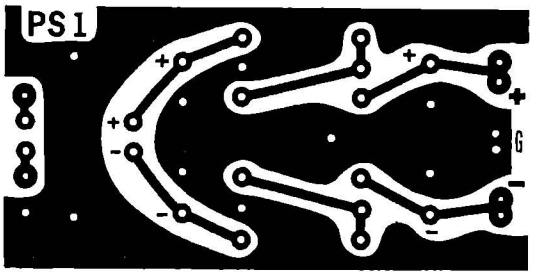


Figura 2
Placa de circuito impresso da fonte, em tamanho natural.

mica, êle tem o inconveniente de estar muito longe de ser linear.

A montagem do nosso divisor é bastante simples e os únicos instrumentos necessários para a calibração são um voltímetro CC, um gerador de áudio de um VTVM (ou osciloscópio). Nosso projeto foi cuidadosamente estudado de maneira a apresentar o máximo desempenho e facilidade de calibração.

Como funciona

Todos os sinais usados no expansor são derivados do sinal de entrada (veja a figura 2). O sinal de entrada é aplicado à entrada de alta impedância de um seguidor de emissor. A saída do seguidor é aplicada a um potenciômetro, usado para ajustar o nível de áudio. A saída total do seguidor é aplicada a um retificador "perfeito" que retifica os sinais com menos de 1 mV RMS. Esta tensão retificada é então integrada numa tensão CC. A tensão CC varia logaritmicamente em função do sinal de entrada.

Lembre-se de que o ganho de um amplificador é expresso em decíbeis de acôrdo com a fórmula:

$$\text{ganho em db} = 20 \log \frac{E_{ent}}{E_{saída}}$$

Êste sinal CC de contrôle é aplicado ao elemento de contrôle no amplificador de ganho variável, de maneira que o ganho do amplificador varie diretamente com o sinal de entrada.

Assim, à medida que o sinal de entrada aumenta, o sinal CC de contrôle se eleva e a

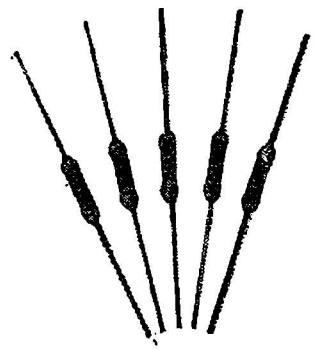
FÁBRICA DE AUTO-RÁDIOS E RESISTÊNCIAS «INAR»



Auto-Rádio
COLARADI

Transistorizado
4 faixas ampliadas
Sonoridade e seletividade
6 e 12 volts para todos os tipos de carros nacionais.

RESISTÊNCIAS "INAR"



Todos os tipos
Qualquer quantidade

ELETRÔNICA COLARADI LTDA.
R. Franc. Dias Velho, 915
Telefone: 267-2965
Brooklin Paulista — S.P.

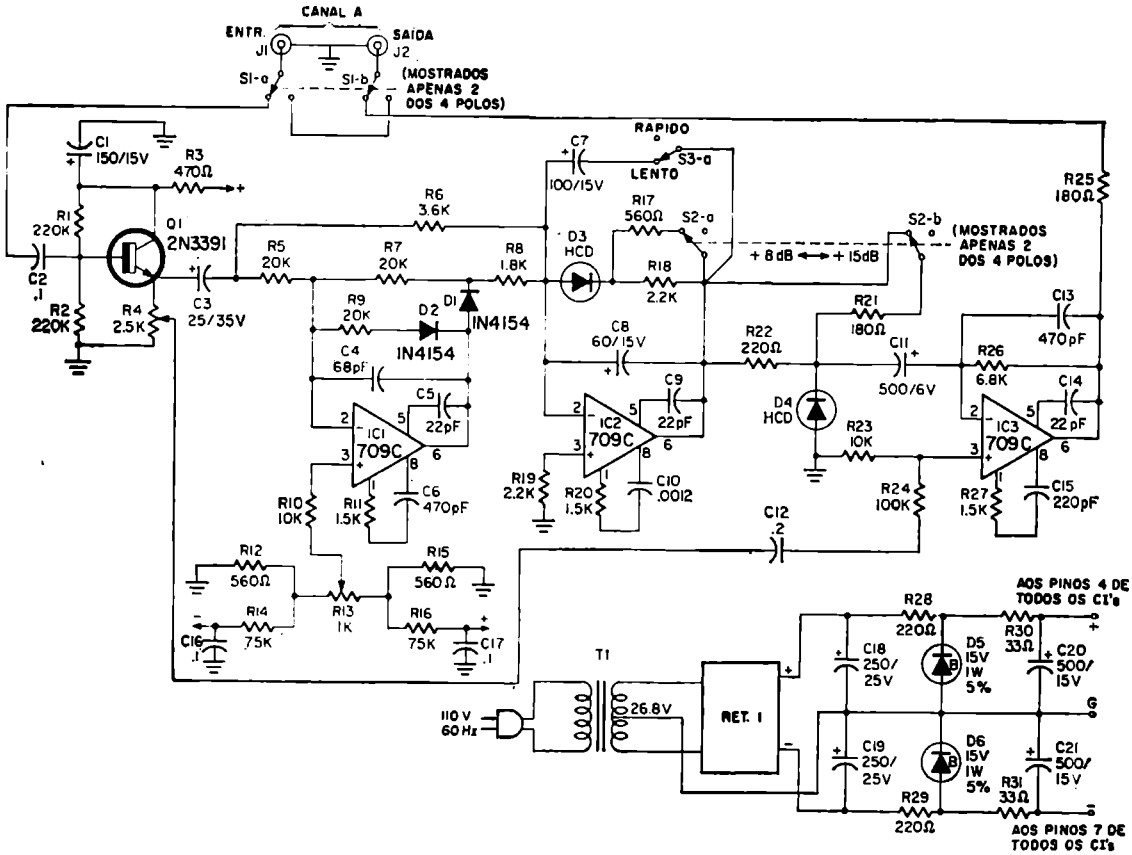


Figura 3
Diagrama esquemático do expansor.

saída do amplificador de ganho variável corresponde a:

$$e_{saída} = e_{ent} + K \log e_{ent}$$

O diagrama esquemático (figura 3) mostra como obter estas funções. IC1 é o retificador "perfeito". Uma vez que D1 e D2 estão dentro do elo de realimentação do amplificador operacional, a tensão de limiar do diodo é reduzida pelo ganho do amplificador em elo aberto, tìpicamente 7000 a 15000.

O condensador C8, no elo de realimentação de IC2, integra o sinal retificado. Os valores de C7 e C8 determinam a distorção em baixa frequência. Se a constante de tempo encontrada fôr extremamente curta, o expansor tende a aumentar o ganho nos picos positivos e negativos de um sinal de baixa frequência presente na entrada.

Aumentando-se excessivamente C7, aumenta-se a constante de tempo, o que ocasionará uma ação de "bombea-

SAFCO
Capacitores Eletrolíticos

Duas marcas para atender a uma só exigência:
QUALIDADE

INDEC
Capacitores de papel impregnado

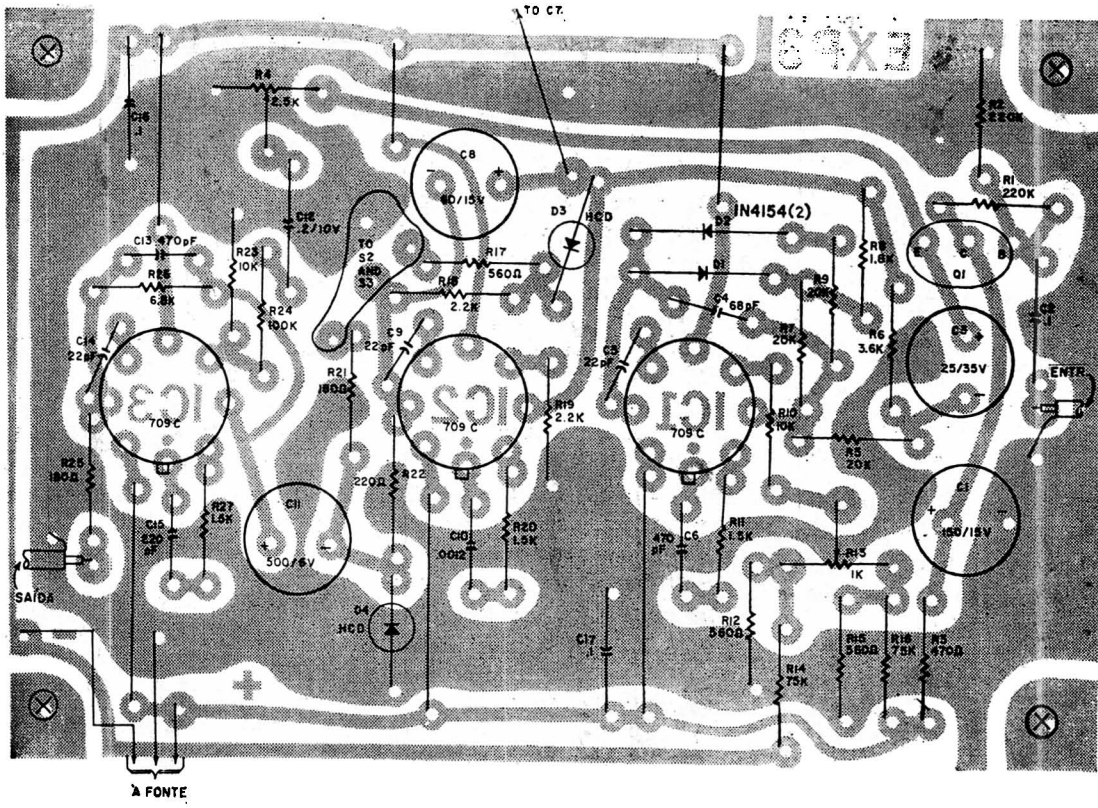
- Capacitores eletrolíticos de 15 v a 450 v
- Capacitores de papel impregnado de 230 vac a 1.100 vac
- Capacitores para ignição (todos os modelos)
- Capacitores de Poliéster de 50 v — 200 v — 400 v e 600 v

Para tôda a nossa linha, consulte-nos que teremos o máximo prazer em atender.

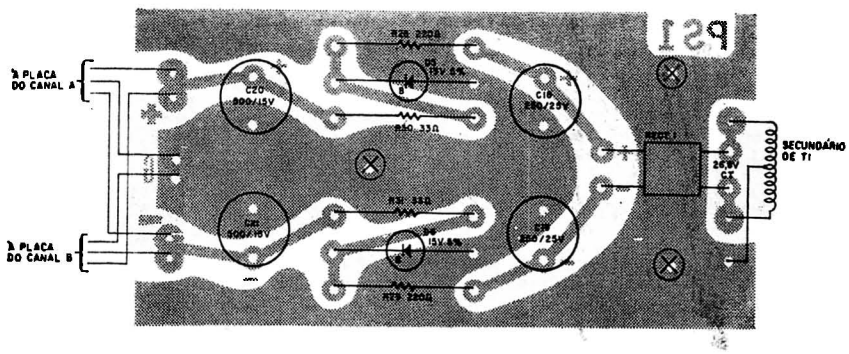
SAFCO INDÚSTRIA E COMÉRCIO

Rua Missionários, 50 - Santo Amaro - Telefones: 269-2470 e 269-0214

Caixa Postal, 12819 - End. Teleg: SAFCONOVEA - São Paulo - Brasil



Distribuição dos componentes na placa do expansor.



Distribuição dos componentes na placa da fonte.

mento" no volume. Entretanto, a menos que suas gravações preferidas sejam provenientes de grandes órgãos de tubos, a posição **"Rápida"** de S3 servirá perfeitamente para a maioria das gravações.

D3 e R18, num outro elo de realimentação de IC2, proporcionam uma realimentação CC logarítimica modificada. O diodo D3 é do tipo "Hot carrier" e possui um limiar de tensão muito inferior ao dos diodos comuns. O ganho CA de IC3 é determinado por:

$$\text{ganho} = \frac{Z_F + Z_R}{Z_R}$$

onde Z_R é a impedância de C11 e D4, e $Z_F = 6800$.

O condensador C_{11} possui elevada capacitância de maneira que sua impedância, mesmo em baixas frequências, é muito menor que a impedância de D4. Assim, o ganho de IC3 se torna:

$$\frac{Z_F + R_{D4}}{R_{D4}}$$

O contrôle de sinal CC modificado de IC2 varia a corrente através de D4 e, consequentemente, a resistência dinâmica de D4. Uma vez que C11 isola a saída CC de IC2, IC3 opera com ganho CC unitário e a saída nunca terá uma tensão superior a 5 mV.

O resistor R13 determina a tensão CC aplicada a D3 e D4 de maneira que, mesmo sem sinal de áudio na entrada, êstes diodos não operarão em níveis de corrente extrema-

mente baixos, níveis êsses em que suas resistências CC poderiam apresentar grandes variações de diodo para diodo.

A fonte de alimentação é do tipo de onda completa com derivação central e retificação em ponte, proporcionando tensões de +15V e —15V aos amplificadores operacionais. Embora êsses amplificadores não requeiram tensões CC com ondulação "ripple" extremamente baixa, a base de Q1 é muito sensível a ondulações.

Por essa razão, incluímos C1 e R3 que porporcionam uma filtragem adicional e reduzem a ondulação remanescente a valores negligíveis.

A chave S1 tem por finalidade incluir ou remover o expansor do circuito. S2 seleciona a gama de expansão de +8 ou +15 db enquanto que S3 seleciona a constante de tempo **"Rápida"** ou **"Lenta"**.

Construção

O modêlo construído por nós foi alojado numa caixa de alumínio. Na parte frontal foram montadas as chaves (S1, S2 e S3) e na parte do fundo a fonte e as duas placas (para 2 canais) do expansor. A disposição da montagem não é crítica, de maneira que poderá ser adotada aquela que melhor lhe convier.

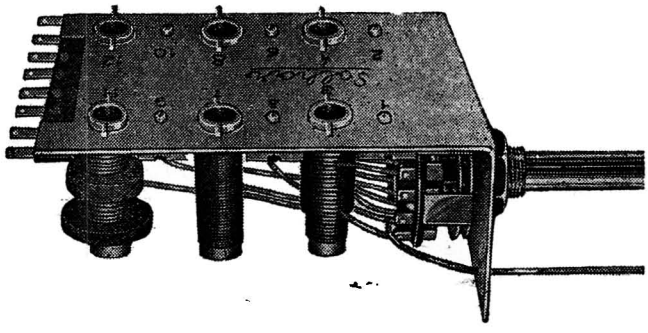
O melhor sistema para a montagem dos componentes na placa de circuito impresso é começar com os resistores, depois os condensadores de cerâmica, a seguir são montados os circuitos integrados (IC1, IC2 e IC3) e o transistor Q1 e, finalmente, os condensadores eletrolíticos.

As ligações entre as chaves (S1, S2 e S3) e as placas devem ser feitas com fio blindado. Lembramos aos leitores que o esquema da figura 3 se refere a apenas 1 canal. No caso de amplificadores estereofônicos (que são a grande maioria) deverão ser montados duas placas, uma para cada canal.

A fonte é só uma e alimenta ambos os canais. S1 e S2 são de 4 pólos, 2 posições, e na figura 3 são mostrados apenas 2 pólos (os outros dois comandam a placa do outro canal.); S3 é de 2 pólos, 2 posições. Note que cada placa possui seu próprio retôrno de massa para a fonte de alimentação.

Monte R4 e R13 de maneira a permitir fácil acesso a êles a fim de se efetuar os ajustes de calibração. Não incluímos interruptor no primário do transformador, pois êste foi ligado ao amplificador de maneira que sua alimentação é comandada pelo interruptor geral.

MONTAGEM FÁCIL
ÓTIMO RENDIMENTO
QUALIDADE COMPROVADA



Solhar

Moderno monobloco para transistores de 2 ou 3 faixas de ondas.

Alta sensibilidade e seletividade.

SOLHAR ELETRÔNICA S.A.

RUA TITO Nos. 978/980 — FONE: 62-9214 — CAIXA POSTAL Nº 1593

Endereço Telegráfico: «SOLHARTRONIC» — São Paulo

Técnicas de calibração

Para calibrar seu expansor obedeça à seguinte sequência:

1 — Verifique as tensões de saída da fonte de alimentação. Elas deverão ser +15V e —15V com relação à massa; a tolerância deverá ser de ±5%.

2 — Coloque em curto o jaque de entrada (J1) de ambos os canais. Ponha S1 na posição em que inclui o expansor no circuito, S2 em +15 db e S3 na posição **"Rápida"**.

3 — Ligue um voltímetro CC na saída (pino 6) de IC2 e ajuste R13 até obter uma leitura de 0,2V. (Repita a operação no outro canal). É mais fácil ligar-se o voltímetro na chave S2 do que no pino 6 de IC2. Efetue o ajuste lentamente.

4 — Aplique um sinal de 1KHz, 1V RMS em J1 de ambos os canais e ajuste R4 de ambos os canais até obter nas saídas, IV RMS.

5 — Reduza a entrada para 0,01V RMS e meça a saída de cada canal. Um dêles apresentará, provàvelmente, uma saída ligeiramente maior que o outro. Ajuste R13 do canal de menor saída até que êle indique a mesma leitura do canal de maior saída.

6 — Repita as operações 4 e 5.

Após completada a calibração, a unidade estará pronta para uso. Se a saída de seu preamplificador fôr de baixa impedância (o que acontece com pràticamente todos os preamplificadores modernos), poderemos usar até 6 metros de cabo blindado entre as saídas de pré e as entradas do expansor. Entre as saídas do expansor e as entradas do amplificador poderemos usar até 12 metros de cabo blindado.

As relações de expansão podem ser ajustadas variando-se os valores de R17, R18, R21 e R22. Os valores escolhidos por nós evitam que o nível de saída se altere significantemente ao se comutar S2.

Todos aquêles que tiveram oportunidade de ouvir suas gravações favoritas com auxílio do expansor foram unânimes em afirmar que a reprodução ganhava muito em naturalidade. A demonstração mais convincente consiste em tocar um disco (ou fita) com o expansor no circuito; depois retiramos o expansor do circuito. É o mesmo que observarmos uma fotografia colorida e depois observarmos outra fotografia idêntica, mas em branco e prêto.

Especificações do expansor

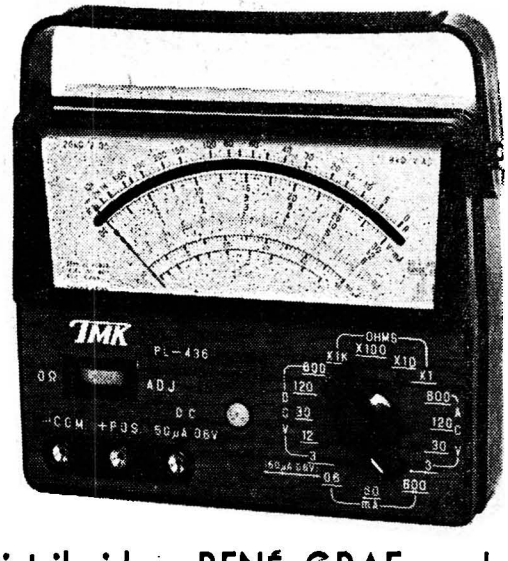
Níveis máximos nominais dos sinais de entrada e saída:

1 V RMS (podendo variar de 0,2 a 3V)

Intermodulação com 1 volt (RMS) de saída:

ANALISADOR UNIVERSAL TMK

PRECISÃO ABSOLUTA — ALTA QUALIDADE



MODÊLO PL-436

Recomendado para o uso profissional.

- Escalas:
  CC Volts: 0 - 0,6 - 3 - 12 - 30 - 120 - 600 - V. (20.000 ohms/volt)
  CA Volts: 0 - 3 - 30 - 120 - 600 V. (8.000 ohms/volt)
  CC Miliampères: 0 - 50 µA; 0 - 0,6 - 60 - 600 mA.
  Ohms: 0 - 10k - 100k - 1M - 10M (65, 650, 6,5k. 65k no centro)
  Decibéis: —20 até 57 dBm em 4 escalas.
- Dimensões: 150 x 118 x 60 mm
- Acessório: 1 par de cabos.

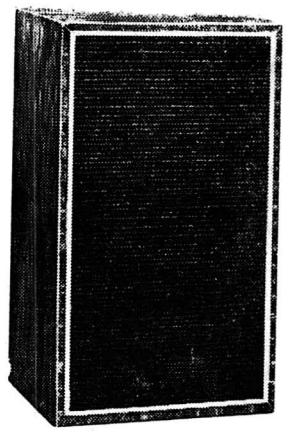
UMA LINHA COMPLETA DE APARELHOS À VENDA NAS BOAS CASAS DO RAMO.

ATENDEREMOS SOLICITAÇÕES DE FOLHETOS DETALHADOS.

Distribuidor: RENÉ GRAF — Importação e Representações S.A.

SÃO PAULO

Rua Florêncio de Abreu, 339/343 — Caixa Postal 1162 — Telefones: 239-2874 — 239-1146



LUIGI BACCHINI

CASA FUNDADA EM 1952

Fabricantes de móveis para alta-fidelidade e estéreo — Caixas acústicas em tamanhos e modelos diferentes inclusive para os modernos alto-falantes NOVIK — pronta entrega.

Fabricados em Imbuia, Pau-ferro e Jacarandá.

Atendemos todo interior e estados mediante cheque visado pagável em qualquer banco de S. Paulo, à ordem de Luigi Bacchini.

SOLICITEM CATÁLOGOS E LISTAS DE PREÇOS

FÁBRICA E VENDAS:

Rua do Oratório, 2722A -- SÃO PAULO

Para pedidos e correspondência: Caixa Postal, 13.261 (Agência Mooca) Ônibus 374 — V. Oratório (Saindo da Praça Clóvis Beviláqua) — Atende-se até às 18,30 Hs. — Sábados até às 12,00 Hs.

0,2% (em níveis mais baixos a distorção é ainda menor)

Resposta de frequência:

30 a 20000 Hz (—1 db)

20 a 40000 Hz (—6db)

Relação sinal/ruido:

85 db (com 0,01 VRMS na entrada)

45 db (com 1VRMS na entrada)

Linearidade da expansão:

em +15 db — menor que ±0,5 db de desvio em qualquer segmento de 10 db entre 0 e —50 db de entrada (0 db = 1VRMS)

em +8 db — menos que ±0,3 db de desvio em qualquer segmento de 10 db entre 0 e —50 db de entrada (0 db = 1VRMS)

Lista de material

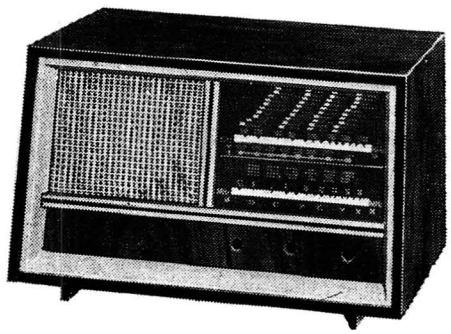
Componentes da fonte

T1 — Transformador primário 110V, secundário 26,8V com derivação central, 50 mA.

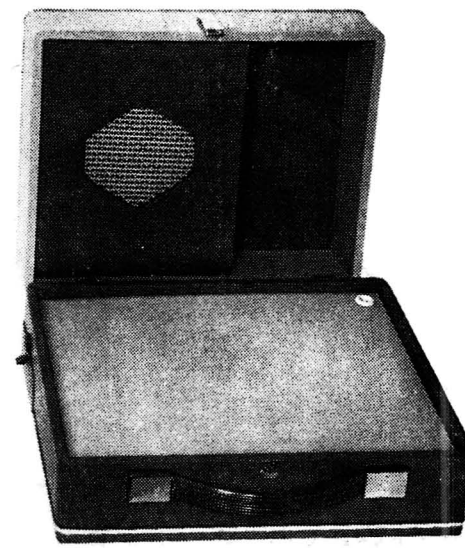
RET1 — Ponte retificadora 1A, 50V (MDA 920A-2, BY164, etc). Se não conseguir encontrar a ponte pode usar 4 diodos BY126 ligados em ponte

Estojos para Toca-Discos e Conjuntos para Rádios

"MARAMBAIA"



MODÊLO 100



MODÊLO 500

MANTEMOS ESTOQUE PERMANENTE DE TODOS OS MODELOS DE NOSSA FABRICAÇÃO PARA QUALQUER QUANTIDADE.

Pedidos acima de 10 peças de cada tipo, desconto especial.

SOLICITEM CATÁLOGOS E LISTA DE PREÇOS.

Pedidos acompanhados de cheque visado, pagável em São Paulo em nome de:

«MARAMBAIA» Indústria de Caixas para Rádios

RUA MARAMBAIA, 616 -- FONE: 52-4977 -- SÃO PAULO

C18, C19— 250 μF, 25V, eletrolítico
C20, C21 — 500 μF, 15V, eletrolítico
D5, D6— Zener 15V, 1W, 5%
R28, R29— 220Ω, 1/2W, 5%
Componentes do expansor (no caso de 2 canais são necessárias duas peças de cada)
R1, R2— 220 K
R3— 470 ohms
R4— 2500 ohms, potenciômetro miniatura
R5, R7, R9— 20K
R6— 3600 ohms
R8— 1800 ohms
R10, R23— 10K
R11, R20, R27— 1500 ohms
R12, R15, R17— 560 ohms
R13— 1000 ohms, potenciômetro miniatura
R14, R16— 75K
R18, R19— 2200 ohms
R21, R25— 180 ohms
R22 — 220 ohms
R24— 100K
R26— 6800 ohms
(Todos os resistores são de 1/2W, 5%)
C1— 150 μF, 15V, eletrolítico
C2— 0,1 μF, 10V, cerâmico
C3— 25 μF, 35V, eletrolítico
C4— 68 pF, cerâmico
C5, C9, C14— 22 pF, cerâmico
C6, C13— 470 pF, cerâmico
C7— 100 μF, 15V, eletrolítico
C8— 50 μF, 15V, eletrolítico
C10— 0,0012 μF, cerâmico
C11— 500 μF, 6 volts, eletrolítico
C12— 0,2 μF, cerâmico
C15— 220 pF, cerâmico
C16, C17— 0,1 μF, cerâmico
D1, D2— 1N4154
D3, D4 — Diodos "Hot carrier" HP5082—2800
Q1 — 2N3391
IC1, IC2, IC3 — Circuitos integrados 709C (amplificador operacional)
(NR— Êstes CI's poderão ser substituídos pelos TAA521 da Philips)
S1, S2 — Chave 4 pólos, 2 posições
S3 — Chave 2 pólos, 2 posições.

Ω

Índice dos anunciantes

Antenas Rangel	64
Artimar	80
Begli	20, 21
Bernardino Migliorato	65
Bravox	4ª capa
Cardeal	4, 5
Casa dos Toca-discos	76
Casa dos Transformadores	12
Casa Rádio Fortaleza	42
Cherry	20
Cinemax	1
Colaradi	81
Dix Livros Técnicos	78
Douglas Radioelétrica	3
Electro-Rádio	51
Eletrônica Juarez	78
Etegil	6
Ibrape	10, 11, 23
Icotron	72
Instituto R. T. Monitor	22, 26
Jensen	8, 9
Kap	34
Keldian	62
Kirdafi	68
L. Caselli	74
Labo	14
Loja do Livro Eletrônico	17
Lojas Nocar	19
Luigi Bacchini	86
Magnaton	69
Marambaia	86
Matsushita	18
Menandro Creazola	13
Metalúrgica Biásia	71
Motoplay	28
Penna e Pena	40
Philips	27
Pontet	24, 25
Primus	75
Rádio Emegê	52
RCA	7, 58, 59
René-Graf	85
Roneg	16
Safco	82
Sibrasco	76
Solhar	84
Sylvania	15
Telewatt	66
Tranchan	2ª capa
Transistécnica	57
Walgran	14
Whinner	2
Winco	3ª capa

REVISTA MONITOR DE RÁDIO e TELEVISÃO

Fundada em outubro de 1947
por Nicolás Goldberger

Nº 269
ANO XXIII
SETEMBRO 1970

HÁ 20 ANOS DIVULGANDO A TÉCNICA A SERVIÇO DA ELETRÔNICA

NOSSA CAPA

Conjuntos para a montagem do TV RCA 1970. (Mesa e portátil) fabricados pela Pontet/Teclason.

SUMÁRIO

TV-RCA-1970	29
Experiências com indicadores digitais	35
Adaptação prática e econômica para fones estereofônicos	38
Simples teste para diodos e retificadores controlados de silício	41
Curso Básico de Eletrônica	43
Calibrador a cristal com um só transistor	49
Noticiário Industrial	50/70
Simples e econômico conversor para 27 MHz	53
Experiências com Zener amplificado	56
Diagrama Comercial - TV Invictus Pícolo H-105 3 cm híbrido	60
Os SCR — 11.ª parte	61
A polarização nos gravadores de fita	73
Construindo um expansor de volume com circuitos integrados	79

Propriedade da
INSTITUTO RÁDIO TÉCNICO MONITOR

Consultor permanente:
NICOLÁS GOLDBERGER

Redator:
OCTAVIO A. T. ASSUMPÇÃO

Secretário:
WALDOMIRO RECCHI

Direção gráfica:
IGNÁZ WEITMANN

Publicidade:
«MONITOR» PROMOÇÕES E PUBLICIDADE LTDA.
Rua dos Timbiras, 263 -- 2º andar -- Sala «B»
Telefone: 220-7422 -- Caixa Postal 30.277
SÃO PAULO

Contato:
ROBERTO FINATTI

Produção Gráfica:
TIPOGRAFIA AURORA S/A.
Rua Gal. Couto Magalhães, 396

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

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

Os artigos assinados são de inteira responsabilidade de seus autores.

CIRCULAÇÃO

Publicação mensal que circula em todo o país, Portugal e províncias ultramarinas.

Tiragem: 23.000 exemplares

Preço do exemplar	Cr$ 2,00
Número atrasado	Cr$ 2,40

ASSINATURAS

1 ano com registro	Cr$ 21,50
2 anos com registro	Cr$ 42,00

Distribuidores exclusivos:

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