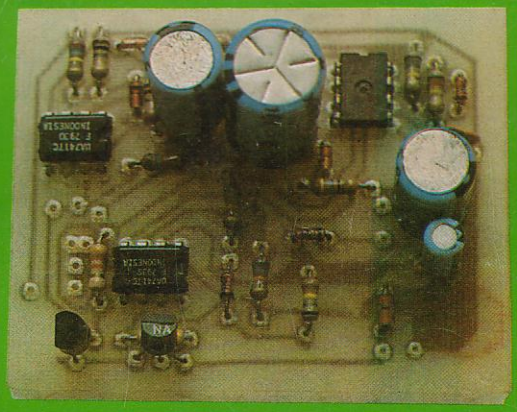
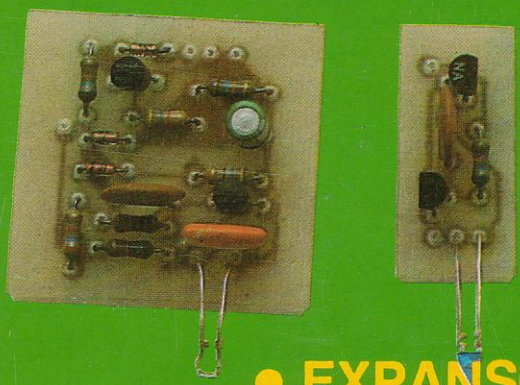
Nº 12 Cz$ [illegible]00

ELÉCTRON

RÁDIO • TELEVISÃO • ELETRÔNICA GERAL

Alarme infra - vermelho





- EXPANSOR DINÂMICO
- ANTENAS E PROPAGAÇÃO
- DETECTOR DE MICRO-ONDAS
- COMUTADORES UNILATERAIS
- ESTUDO DO AGC DE CROMA EM TVC

E MAIS...

Para Altamira, Boa Vista, Macapá, Manaus, Rio Branco, Santarém Cz$ 104,00

ELÉCTRON

RÁDIO • TELEVISÃO • ELETRÔNICA GERAL

EDITOR

Savério Fittipaldi

REDAÇÃO

Maria Sílvia Pires

RELAÇÕES PÚBLICAS

Waldomiro Recchi

PRODUÇÃO

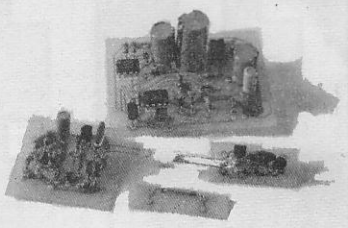
Vicente Fittipaldi

ÍNDICE

Alarme Infra-vermelho 2
Estudo do AGC de Croma em TVC 10
Circuitos em Ponte 16
Antenas e Propagação 19
Expansor Dinâmico 28
Teoria de Funcionamento do CDP 34
O Componente - uA 7900 42
Ruídos 45
Eqüalizador RIAA 50
O Receptor, esse Desconhecido 52
Seção de Reparação 60
Bateria de Reserva p/RAM 66
Detector de Microondas 68
Comutadores Unilaterais 71
Oscilador de Relaxação com Operacional 75

ELÉCTRON - Rádio, Televisão, Eletrônica Geral é uma publicação de propriedade da **Editora Fittipaldi Ltda. Redação, Administração e Publicidade:** Rua Major Angelo Zanchi, 275 a 303 - Telefone: 296-7733 - São Paulo - SP. **Distribuição: DINAP S/A. – Distribuição em Portugal: DISTRIBUIDORA JARDIM LDA.** É proibida a reprodução total ou parcial dos textos e ilustrações, sob pena das sanções estabelecidas em lei. Os artigos publicados são de inteira responsabilidade de seus autores. É proibido a utilização dos circuitos em caráter industrial ou comercial, salvo com expressa autorização por escrito da Editora. A Editora não se responsabiliza pelo uso indevido dos circuitos publicados. Em virtude de variações de qualidade dos componentes, os editores não se responsabilizam pelo não funcionamento ou desempenho deficiente dos circuitos montados pelos leitores. **Números atrasados:** Poderão ser fornecidos via reembolso postal.

Alarme infra - vermelho



Aldoberto Lopes

Dia a dia aumentam os casos de assalto a casas e apartamentos residenciais, uma realidade que não nos deixa sem testemunhos, haja visto os noticiários em jornais e TV.

Sem colocar em pauta a eficiência, ou não, da polícia, todos sabemos que, raramente, os responsáveis por um roubo são capturados e, não menos raro, os pertences são devolvidos.

Já que não resta outra solução, o jeito é investirmos uma parte do nosso capital (enquanto existe) em um eficiente sistema de segurança, naturalmente, eletrônico.

O sistema de segurança que apresentamos nesse artigo não deixa a desejar, comparado aos comercializados no mercado do ramo, muito pelo contrário, possui até algumas particularidades, das quais ressaltamos a extensa gama de tipos de sensores de disparo que pode ser utilizada com o circuito central.

Naturalmente, os sensores serão escolhidos de acordo com o que e como se deseja proteger.

O primeiro caminho que um ladrão comum procura, com o propósito de invadir uma casa ou um apartamento, sem dúvida, são portas e janelas.

Além do interior da casa ou apartamento, temos ainda a possível invasão de ambientes externos, como quintais, jardins etc.

Vemos, portanto, que são vários os pontos a serem protegidos, o que exige de nosso circuito condições de monitoração variadas e numericamente satisfatórias.

Antes de tratarmos dos sensores propriamente ditos, façamos uma análise em síntese do dispositivo de segurança em si, por nós batizado de **ARMS I** (Alarme Residencial Multi-Sensorizado I).

Primeiramente, falaremos um pouco a respeito das temporizações existentes no decorrer do funcionamento do ARMS I, relatando o porquê da necessária presença das mesmas.

Para isso iremos nos referir ao diagrama em blocos da **figura 1**.

Como primeiro bloco temporizado temos o módulo de memória dos sensores.

Esse é o módulo responsável pela memorização quando um dos sensores detecta algum indício de invasão.

A informação coletada através do sensor e armazenada nesse bloco, no entanto, somente ocorrerá alguns segundos após o estabelecimento do reset, nunca durante esse intervalo de tempo imediatamente seguinte ao reset.

Qualquer informação presente em um dos sensores dentro desse tempo será simplesmente desprezada.

Com esse temporizador podemos ter o tempo suficiente para deixar a residência sem disparar o alarme ao abrir as portas para

sair, desde que essas sejam abertas dentro do intervalo de tempo seguinte ao reset (aproximadamente, 120 segundos).

Assim que terminar essa temporização, todas as portas e janelas devem estar fechadas, do contrário, o alarme irá disparar.

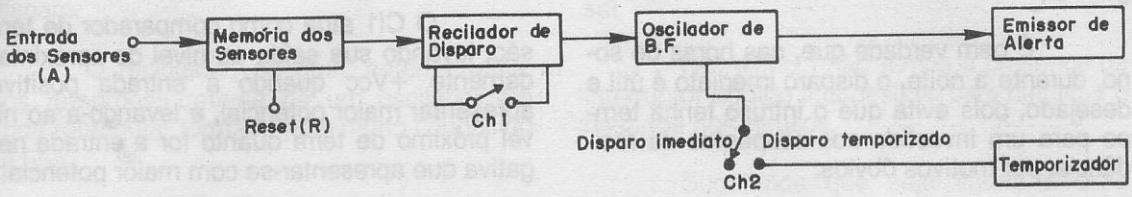


FIGURA 1

O segundo temporizador é duplo, e constitui um reciclador de disparo.

Uma vez disparado o alarme, temos a emissão de um som intermitente como alerta de invasão.

Esse som intermitente tem sua duração dependente do módulo reciclador.

Decorrido um certo intervalo de tempo (aproximadamente 12 segundos), o som é cessado, passando a ser aguardado pelo reciclador um novo intervalo de tempo, agora um pouco mais longo (cerca de 15 minutos).

Ao término desse intervalo, caso não se tenha restabelecido o reset, o som intermitente novamente é emitido.

A partir daí repete-se o ciclo, ou seja, a emissão do som intermitente se faz periodicamente, de tempo em tempo, até que haja o resetamento.

Esse duplo temporizador, aqui chamado de reciclador, na realidade, é um oscilador em onda retangular, que tem sua saída alimentando um oscilador de baixa freqüência, responsável pela emissão sonora.

Quando essa saída encontra-se em nível alto, o oscilador entra em funcionamento, cessando-o assim que a saída assume o nível baixo.

Os diagramas da **figura 2** representam o funcionamento em fase de ambos os blocos (reciclador e oscilador de baixa freqüência).

Através da chave CH1, desativamos o

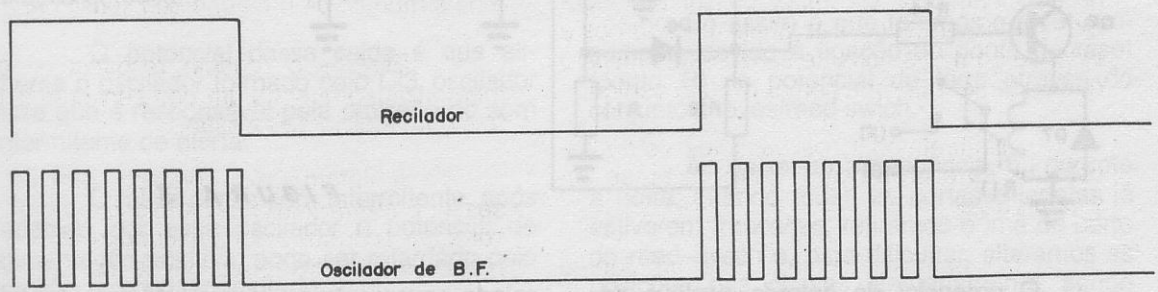


FIGURA 2

reciclador, sendo obtido apenas um período de emissão sonora, não havendo a reciclagem.

Essa condição é útil, pois em casos quando a residência se mantém desocupada por muitas horas, ou mesmo dias, seria perturbativo à vizinhança a constante reciclagem sonora, principalmente em horários noturnos.

O último dos temporizadores encontra-se incorporado ao módulo oscilador.

É graças a ele que, ao chegarmos em casa, mesmo após abrirmos a porta, o alarme não entra em funcionamento sonoro imediato, havendo um retardo suficiente para efetuar-se o reset antes que isso ocorra (cerca de 35 segundos).

É bem verdade que, nas horas de sono, durante a noite, o disparo imediato é útil e desejado, pois evita que o intruso tenha tempo para um investida aos ocupantes da residência, por motivos óbvios.

Para isso, existe uma chave (CH2) que permite a desativação desse temporizador, passando o disparo sonoro a ocorrer imediatamente após a detecção da invasão por parte do sensor.

A **figura 3** apresenta o diagrama elétrico do ARMS I.

O CI1 atua como comparador de tensão, levando sua saída ao nível de aproximadamente +Vcc quando a entrada positiva apresentar maior potencial, e levando-a ao nível próximo de terra quanto for a entrada negativa que apresentar-se com maior potencial.

Nesse comparador, a entrada negativa tem um potencial fixo, com valor próximo a Vcc/2.

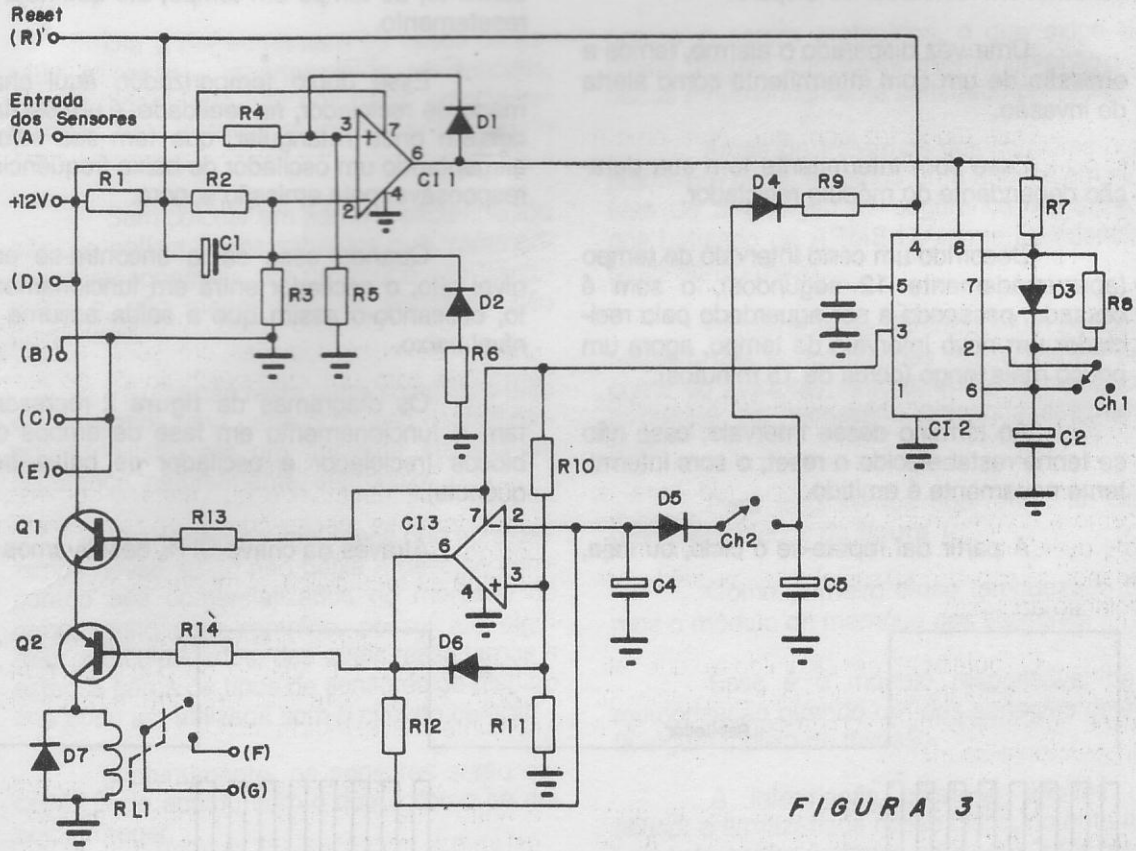


FIGURA 3

O potencial da entrada positiva depende do estado da entrada dos sensores (ponto A).

Caso esse ponto receba um potencial próximo a +Vcc, como resultado temos o potencial da entrada positiva com valor superior ao da entrada negativa, o que leva a saída do CI1 a +Vcc, sendo mantido esse potencial pela realimentação forçada por D1, mesmo caindo novamente o potencial da entrada dos sensores (ponto A).

O capacitor C1 desempenha o papel da primeira temporização anteriormente citada.

É graças a ele que podemos ter o intervalo de tempo suficiente para deixar a residência sem disparar o alarme.

Sua carga demorada mantém por um intervalo de tempo o potencial da entrada negativa superior ao da positividade, independente de haver, ou não, um alto potencial na entrada dos sensores, o que não permite o potencial alto na saída do CI1, ou seja, não há o disparo.

O reciclador, ao qual, anteriormente, nos referimos, trata-se de um oscilador em onda retangular formado pelo muito conhecido CI 555.

Sua alimentação é proveniente da saída do CI1, o que significa que ele somente entra em funcionamento quando esse comparador tiver em sua saída o potencial de valor próximo a +Vcc.

Nesse circuito reciclador, o único comentário necessário é quanto ao diodo D3.

Esse diodo faz com que, praticamente, o resistor R8 não atue durante a carga de C2.

No entanto, durante a descarga de C2, através do pino 7 do CI2, o diodo D3 encontra-se em posição reversa, o que força tal descarga via R8.

Como, durante a carga, temos a saída do CI2 (pino 3) em, aproximadamente, +Vcc e, durante a descarga, essa saída situa-se, aproximadamente, em potencial de terra e, como a carga é mais rápida do que a descarga, devido a D3, o resultado é a presença por menor tempo do potencial alto na saída em relação ao baixo.

O potencial dessa saída é que alimenta o oscilador formado pelo CI3, oscilador esse que é responsável pela emissão do som intermitente de alerta.

O início desse som intermitente, após recebido por esse oscilador o potencial de alimentação positiva, pode ser retardado pelo terceiro temporizador citado.

Essa opção é confirmada através do posicionamento de CH2 que, quando coloca no circuito oscilador o capacitor C5, causa o retardo devido ao atraso na carga de C4 pela drenagem de corrente por parte de C5.

Esse oscilador controla o relé RL1, que fecha e abre seus contatos periodicamente, podendo ser ligado a ele uma cigarra, buzina, sirene ou outro dispositivo alarmante qualquer sonoro e/ou luminoso.

Conhecido de ponta a ponta o ARMS I, vamos falar um pouco a respeito do seu reset.

No ARMS I não temos a presença de interruptor do tipo liga/desliga, para dificultar o desarme por intrusos.

Sugerimos que seja ligado a esse ponto de reset (ponto R) da **figura 3** algo semelhante ao demonstrado na **figura 4**.

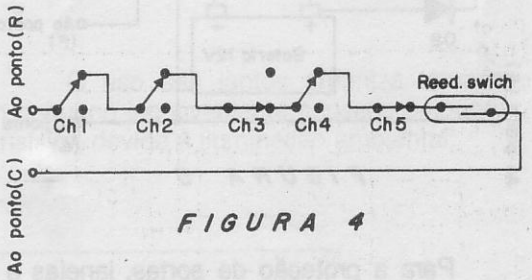


FIGURA 4

Nessa figura temos um conjunto de chaves de duas posições em série, e ainda em série com um reed-swich ligado ao terra (ponto C).

Com esse sistema, para que o alarme encontre-se desativado ou venha a ser resetado, torna-se necessário o posicionamento código das chaves e ainda a aproximação de um imã ao reed-swich, aí mantendo-se.

Só assim é que teremos o reset consumado, devido à ligação do ponto de reset (ponto R) ao potencial de terra através do conjunto chaves/reed-swich.

Ao deixar-se a residência, ou durante a noite, quando todas as portas e janelas já estiverem trancadas, retiramos o imã de perto do reed–swich e, para dificultar, alteramos as posições das chaves aleatoriamente, sendo que dessa forma o alarme entra em funcionamento e, cerca de dois minutos depois, começa a "dar atenção" aos sensores.

Recomenda-se também a incorporação do circuito de alimentação a bateria da **figura 5**, protegendo a residência mesmo no caso de corte de energia elétrica, com a única particularidade de que o emissor sonoro acio-

nado pelo relé também deverá ser alimentado por essa bateria, como demonstra a figura.

Finalmente, os sensores. Podemos ter qualquer tipo de circuito sensor desde que em condições normais ele apresente em sua saída potencial próximo ao de terra e, frente a uma invasão passe-a ao potencial próximo de +Vcc.

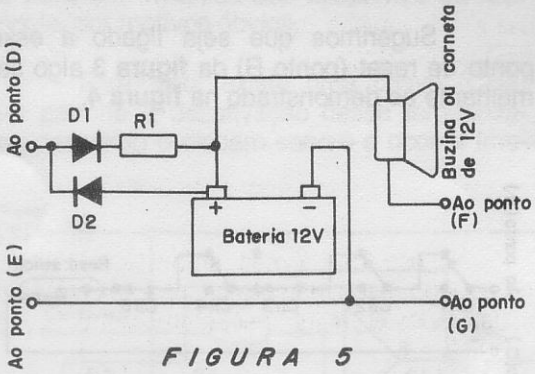


FIGURA 5

Para a proteção de portas, janelas e portões, sugerimos o simples, mas eficiente, sensor magnético, que faz uso do reed-swich.

Quando um imã encontra-se nas proximidades do reed, os seus contatos permanecem fechados, havendo a transferência à entrada dos sensores (ponto A do ARMS I) do potencial de terra.

Assim que esse imã se afasta, o contato do reed é aberto e, com isso, o potencial a ser transmitido passa a ser de +Vcc, havendo o disparo que, imediatamente, é memorizado, não sendo inibido, mesmo que o imã volte a aproximar-se do reed.

A **figura 6** representa a disposição de um sensor desse tipo na porta.

De forma semelhante, dispomos outros sensores em janelas e outras portas ou portões.

Para a proteção de vários pontos, basta ligarmos vários reeds em série, sendo suficiente que um deles deixe de fazer o respectivo contato para qu e o circuito alarmante entre em ação (veja **figura 7**).

O diodo D1 desse circuito sensor isola o mesmo de outros tipos de sensores que podem ser ligados em paralelo, como por exemplo, sensores a infra-vermelho, que podem ser úteis à proteção contra invasão a ambientes externos, por exemplo, em muros e passagens sem porta.

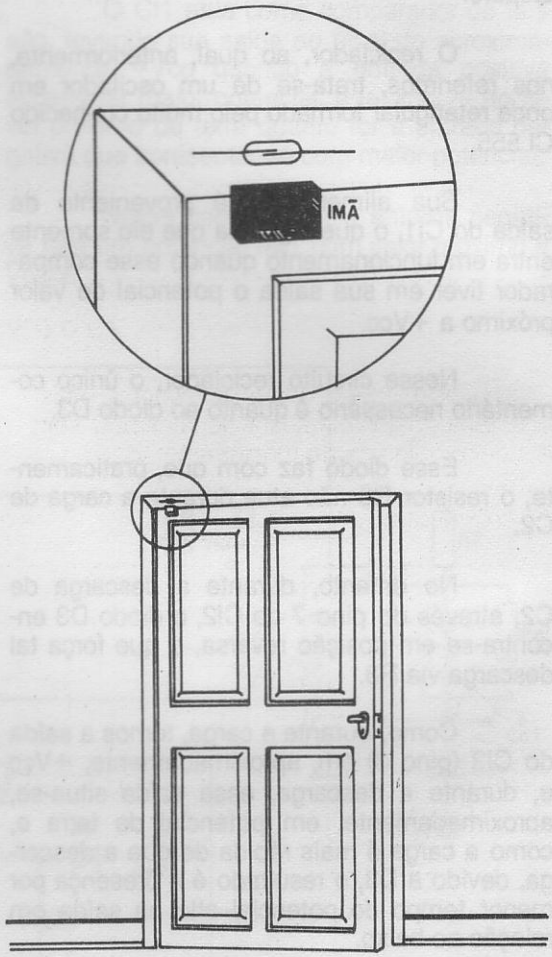


FIGURA 6

A **figura 8** esquematiza um circuito de transmissor/receptor pulsado de infra-vermelho, onde o potencial de saída do receptor é elevado perante a interrupção do feixe pulsado.

Os módulos transmissor e receptor devem ser dispostos de forma que o feixe proveniente do emissor atinja o receptor em linha reta, monitorando, por exemplo, a entrada de um corredor.

O fato de ser pulsado dificulta a burlação do sensor por luz infra-vermelha proveniente de uma outra fonte qualquer que não seja o transmissor.

A **figura 9** nos traz o lay-out das placas de circuito impresso do transmissor e receptor que formam o sensor a infra-vermelho.

Com o propósito de concentrar-se o feixe infra-vermelho, recomenda-se também o uso de lentes convergentes para o led emissor e para o foto-transistor, conforme nos mostra a **figura 10**, onde vemos também o procedimento para a determinação do ponto de foco dessa lente.

A concentração do feixe possibilita uma maior sensibilidade ao conjunto sensor.

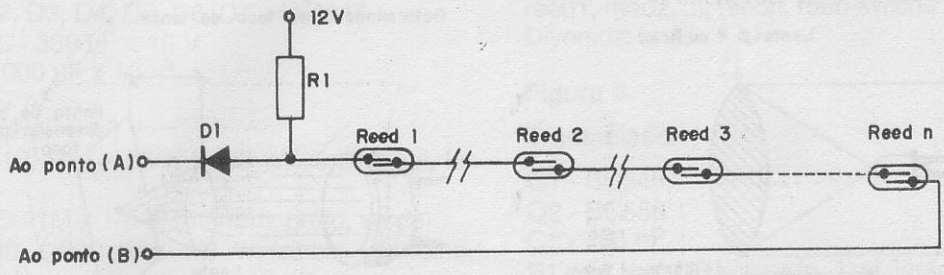


FIGURA 7

Desse modo, pode-se dispor o emissor a uma maior distância do receptor, sem que haja problemas de funcionamento.

O uso das lentes ameniza também um pequeno inconveniente causado pelo fototransístor, devido à iluminação ambiental.

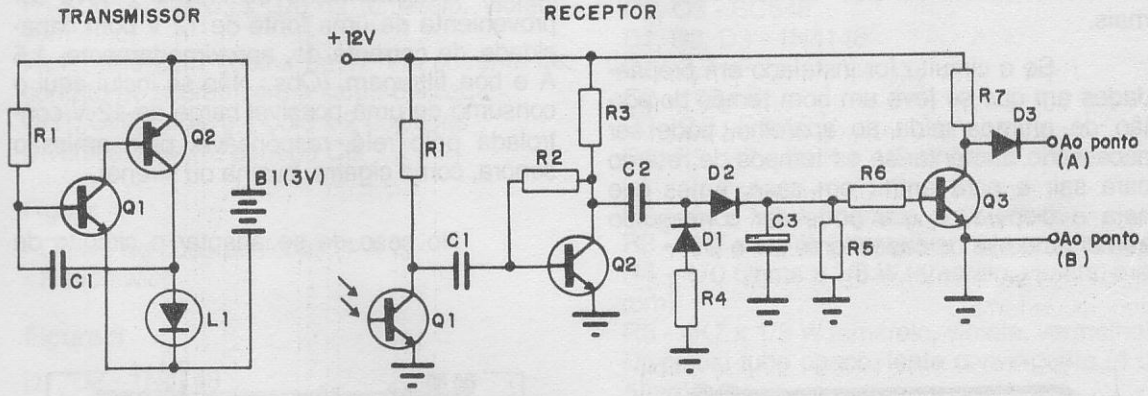


FIGURA 8

Quando na ausência de luz ambiente, o foto-transístor perde um pouco de sensibilidade, que se nota ser bem superior quando há a incidência luminosa.

Com as lentes convergentes aumentando a incidência do infra-vermelho no fototransístor, esse fato deixa de ser preocupante, pois os resultados conseguidos tornam-se sa-

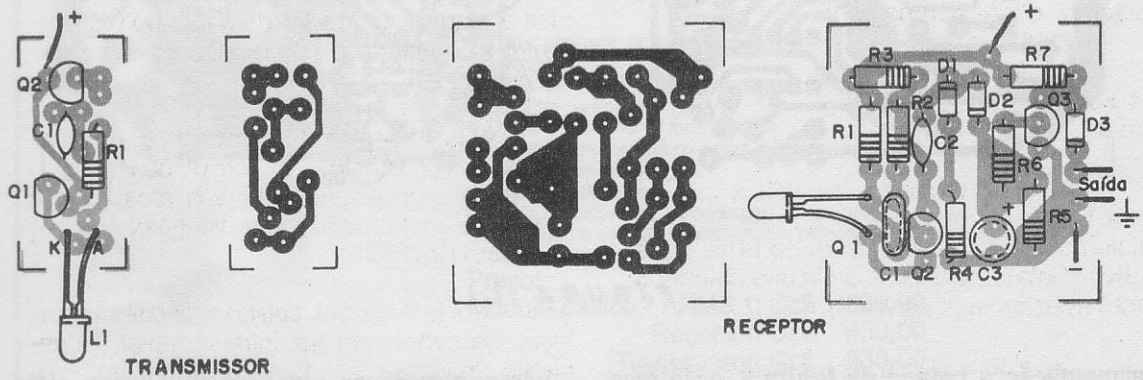


FIGURA 9

tisfatórios, mesmo na ausência de luz ambiente.

Ao submeter sensor(es) aos testes de funcionamento, tome por base a condição extrema, de menor sensibilidade, ou seja, a ausência de luz ambiente.

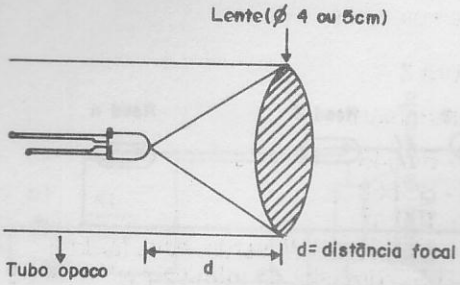


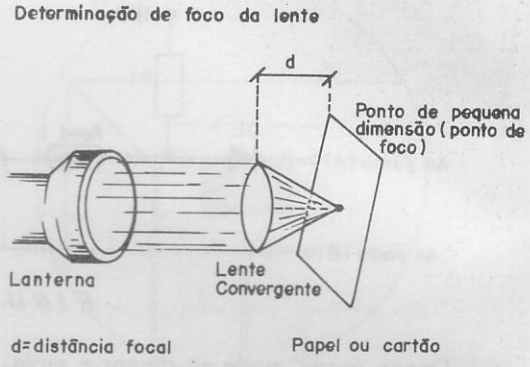
FIGURA 10

os casos de residências consideradas normais.

Se o circuito for instalado em propriedades em que se leve um bom tempo do portão de entrada/saída ao aparelho, pode ser necessário aumentar-se os tempos de retardo para sair e para entrar em casa, antes que haja o disparo, o que pode ser conseguido aumentando-se os capacitores C1 e C5.

Para a montagem do módulo principal do ARMS I temos o lay-out da placa de circuito impresso da **figura 11**.

Acreditamos que os tempos pré-fixados nesse sistema de segurança satisfaçam



A alimentação do ARMS I deve ser proveniente de uma fonte de 12 V com capacidade de corrente de, aproximadamente, 1,5 A e boa filtragem. (Obs.: Não se inclui aqui o consumo de uma possível carga de 12 V controlada pelo relé, responsável pela emissão sonora, como cigarra, buzina ou sirene).

No caso de se adaptar o circuito de

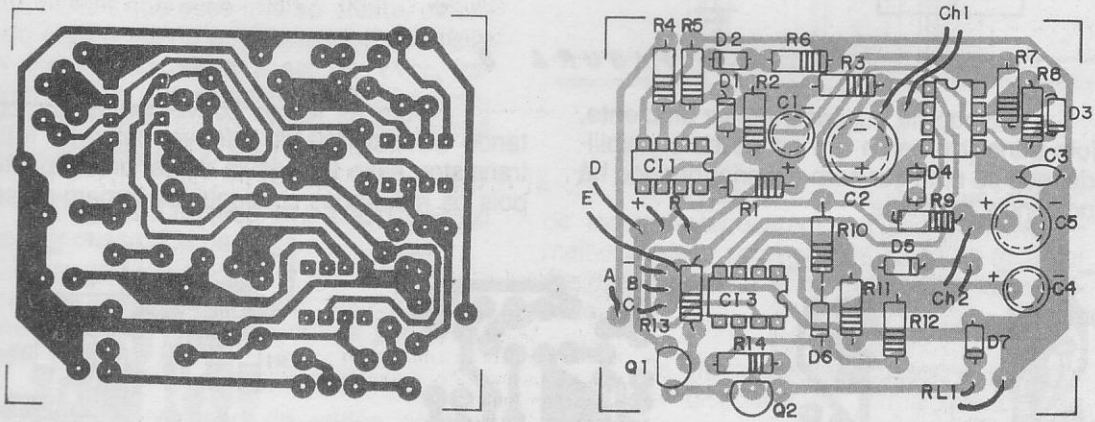


FIGURA 11

alimentação a bateria da **figura 5**, essa mesma fonte manterá a bateria em condição de carga, quando na presença de energia elétrica, constantemente.

Lista de Material

Figura 3

CI1, CI3 - 741
CI2 - 555
Q1 - BC548
Q2 - BC558
D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7 - 1N4148
C1, C5 - 330 µF x 16 V
C2 - 1000 µF x 16 V
C3 - 47 nF
C4 - 2,2 µF x 16 V
R1, R10, R11 - 56 K x 1/8 W (verde, azul, laranja)
R2, R5 - 1M x 1/8 W (marrom, preto, verde)
R3, R8 - 820 K x 1/8 W (cinza, vermelho, amarelo)
R4 - 270 K x 1/8 W (vermelho, violeta, amarelo)
R6, R9 - 470 Ohms x 1/8 W (amarelo, violeta, marrom)
R7, R12 - 180 K x 1/8 W (marrom, cinza, amarelo)
R13, R14 - 4K7 x 1/8 W (amarelo, violeta, vermelho)
RL1 - relé com bobina de 12 V e corrente de contato de acordo com a carga utilizada
CH1, CH2 - chave 1 pólo x 2 posições
Diversos: suporte para os CIs

Figura 4

- Chave de duas posições (1 X 2)
- Reed-swich

Figura 5

D1, D2 - 1N4148
R1 - 47 Ohms X 5 W - resistor de fio
- Bateria de 12 V
- Buzina ou corneta de 12 V

Figura 7

D1 - 1N4148
R1 - 270 K x 1/8 W (vermelho, violeta, amarelo)
reed1, reed2, ..., reedn, reed-swichs
Diversos: imãs

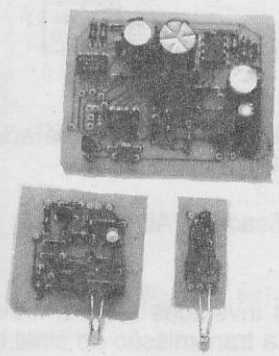
Figura 8

Transmissor:

Q1 - BC548
Q2 - BC558
C1 - 100 nF
R1 - 56 K X 1/8 W (verde, azul, laranja)
L1 - LED emissor de infra-vermelho TIL32
Diversos: tubo opaco, lente convergente (4 ou 5 cm)

Receptor

Q1 - fototransístor TIL78
Q2, Q3 - BC548
D1, D2, D3 - 1N4148
C1 - 3,9 nF
C2 - 100 nF
C3 - 2,2 µF x 16 V
R1, R5, R7 - 56 K x 1/8 W (verde, azul, laranja)
R2 - 1M x 1/8 W (marrom, preto, verde)
R3 - 2K7 x 1/8 W (vermelho, violeta, vermelho)
R4 - 470 Ohms x 1/8 W (amarelo, violeta, marrom)
R6 - 4K7 x 1/8 W (amarelo, violeta, vermelho)
Diversos: tubo opaco, lente convergente (4 ou 5 cm)



FINALMENTE
O ALARME POR INFRA-VERMELHO QUE VOCÊ ESPERAVA

- Pode proteger janelas, portas, portões, corredores, quintais, muros e recintos
- Pode ser usado com interruptores, censores magnéticos ou sensores por infra-vermelho
- Disparo imediato ou temporizado
- Liga/desliga magnético e com combinação
- Aviso intermitente
- Rearme automático
- Fonte ou bateria na alimentação
- Facílimo de montar, Kit com placa, componentes e instruções detalhadas

Preço:
Módulo Básico - ARMS 1: Cz$ 1.600,00
Receptor: Cz$ 430,00
Transmissor: Cz$ 330,00

Pedido pelo Reembolso Postal use a carta resposta comercial da página 80

Estudo do AGC de croma em TV colorido

Sérgio R. Antunes

O AGC de croma, também chamado de ACC ou CAC (Controle Automático de Crominância) tem a função de desenvolver uma tensão corretiva, proporcional à amplitude do salva, objetivando-se manter constante a amplitude do sinal de croma na saída do amplificador de crominância.

A **figura 1** ilustra o diagrama em blocos da seção cromática de um televisor PAL-M, destacando a posição do estágio ACC.

O controle de ganho do sinal de crominância é efetuado através do sinal de **burst**, tomando sua amplitude como referência, uma vez que é transmitida sempre a um nível constante e proporcional ao sinal de crominância.

O funcionamento dos estágios da **figura 1** é descrito a seguir:

O sinal de croma (R-Y e B-Y), que estão em AM (Amplitude Modulada) é amplificado pelo 1º amplificador de croma, através do APC (Controle Automático de Fase) é comparado a fase do sinal do burst com o sinal do oscilador de referência de 3,58 MHz, dando origem a uma tensão corretiva para o oscilador de 3,58 MHz.

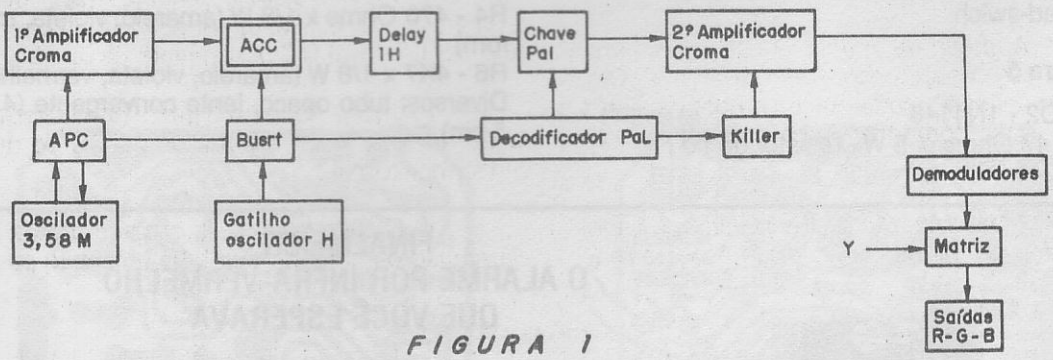


FIGURA 1

O ACC, que também depende do burst, controla o ganho do estágio amplificador de croma.

O DELAY de 1H (Linha de Retardo de Croma), juntamente com a chave PAL, fazem a inversão da componente R-Y que, linha a linha, foi transmitida invertida.

Para que esta inversão ocorra corretamente, existe o circuito decodificador PAL, cuja freqüência de trabalho é a metade da freqüência horizontal, ou seja, 7 K8.

O decodificador PAL é ativado pelo burst.

Devido às inversões linha a linha da componente R-Y, a transmissão do sinal burst possui duas finalidades:

1ª - Sincronizar o oscilador de refe-

rência de 3,58 MHz, através do APC.

2ª - Sincronizar o decodificador PAL, informando qual linha foi invertida e qual não foi.

Para cumprir estas duas finalidades, o sinal de burst foi subdividido vetorialmente em duas componentes, conforme desenho da **figura 2**: uma situada a 180° com a finalidade de sincronizar o oscilador a cristal.

Outra componente fica situada ora +90° e ora -90°, coincidindo com a direção da sub-portadora R-Y, com a finalidade de sincronizar a chave PAL.

A resultante dessas duas componentes, posiciona o sinal de burst ora na fase de 135°, ora na fase de 225°.

A função do circuito killer (inibidor de cor) é desviar para terra o sinal do 2º amplificador de croma sempre que houver recepção monocromática ou recepção de um sinal de cor muito fraco.

O killer depende totalmente da referência do burst.

Os demoduladores síncronos suprimem a sub-portadora de croma, recuperando os sinais de diferença de cor, originais em AM (amplitude modulada).

A partir da matriz R-G-B, com uma correta combinação dos sinais R-Y, B-Y, G-Y e Y (luminância), podemos recompor os sinais R-G-B para comandar seus respectivos canhões no TRC.

Analisando todo transcurso do sinal de croma podemos concluir que é do perfeito funcionamento do ACC que depende a boa qualidade do sinal de croma.

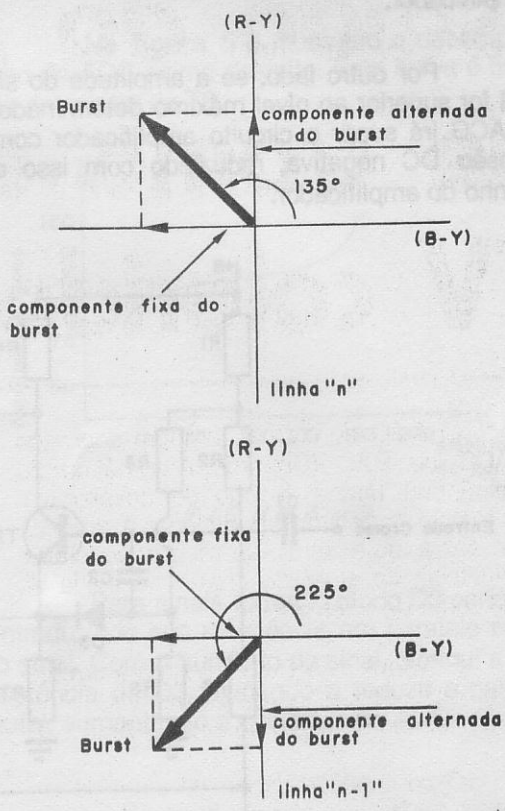
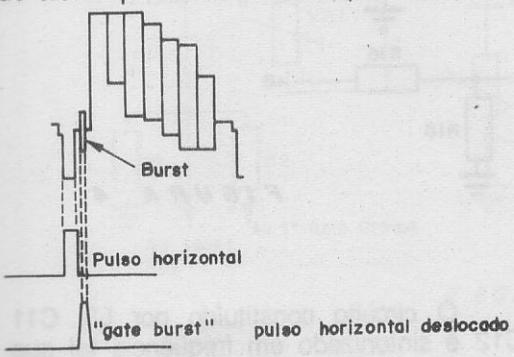


FIGURA 2

Em linhas gerais, podemos dizer que o ganho do amplificador de entrada é controlado por um nível CC proveniente do burst.

A **figura 3** ilustra o processo de separação do sinal burst a partir do gatilho do oscilador horizontal.

O circuito burst gate é quem efetua a separação do sinal de burst. Este circuito possui a característica de liberar a passagem do sinal só quando receber uma ordem de comando.



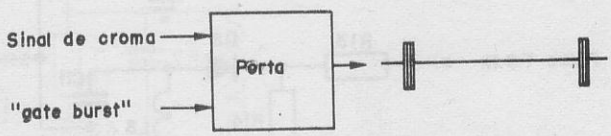


FIGURA 3

A saída do circuito porta-burst é injetado no ACC. Se um sinal de croma por um motivo qualquer estiver com amplitude baixa,

o ACC irá suprir o circuito amplificador com um tensão DC positiva, elevando o ganho do amplificador.

Por outro lado, se a amplitude do sinal for superior ao nível máximo determinado, o ACC irá suprir o circuito amplificador com tensão DC negativa, reduzindo com isso o ganho do amplificador.

O CAC tem por objetivo manter o sinal de crominância constante e independente de variações da estação, da sintonia fina do seletor de canais,etc.

Análise de circuito

Na **figura 4** é mostrado o circuito que contém o ACC (Controle Automático de Croma).

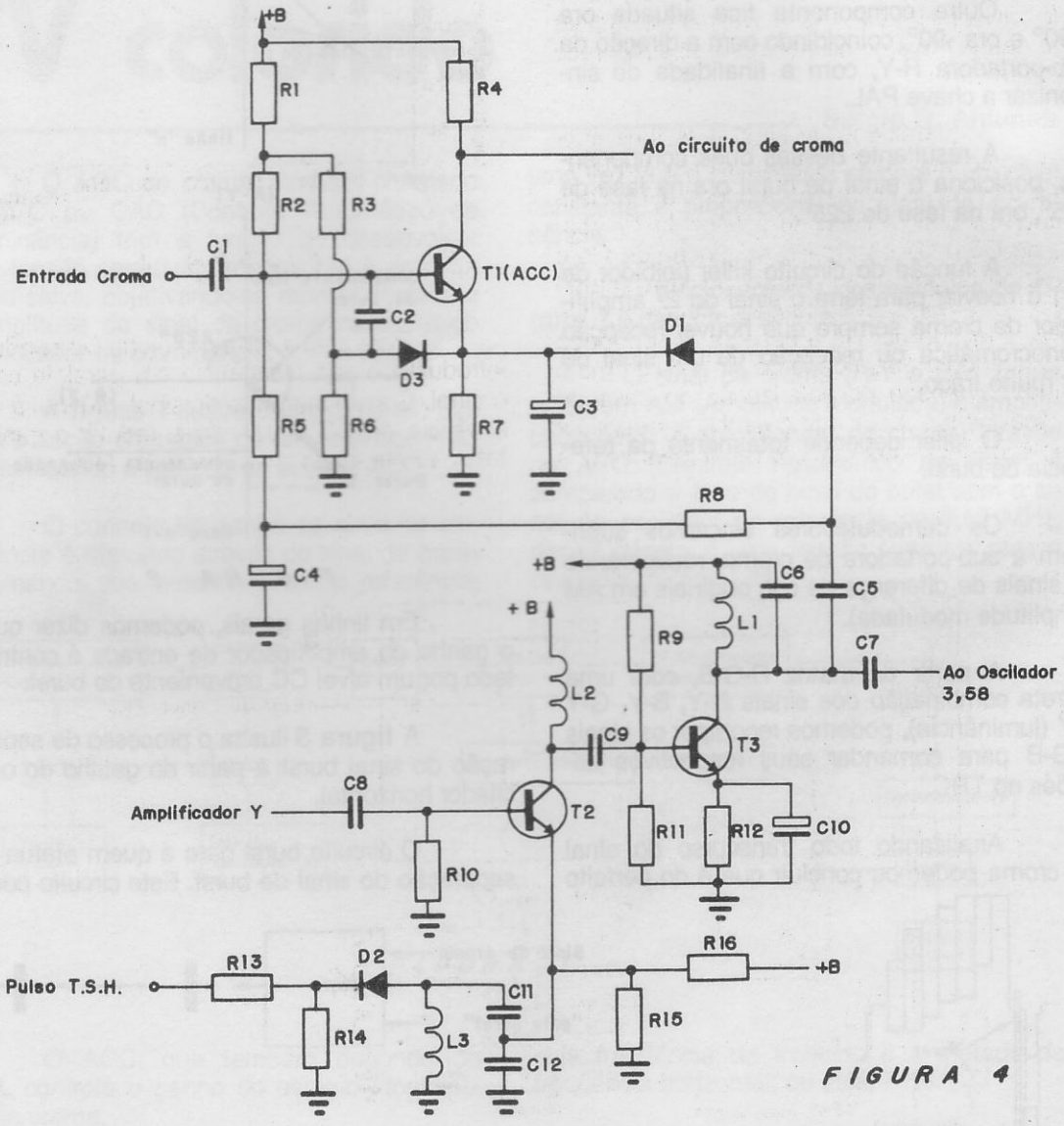


FIGURA 4

Na base de T3 chega o sinal de croma e burst, proveniente do coletor de T2. Note que o transístor T2 está, normalmente, cortado. A base vai à terra através de R10 e o emissor está com tensão positiva, devido ao divisor formado por R15 e R16.

O circuito constituído por L3, C11 e C12 é sintonizado em freqüência tal que seu período seja igual ao tempo de retorno do sinal de croma, o diodo D2 está conduzindo.

Quando o pulso de T.S.H. fica positi-

vo, D2 corta e desenvolve-se um período de senóide no circuito L3, C11 e C12. O primeiro ciclo é positivo e corta T2. No ciclo negativo T2 conduz, deixando aparecer sinal burst no coletor de T2.

L2 e C9 estão sintonizado em 3,58 MHz, levando por meio de C7 ao circuito de sincronismo do oscilador de 3,58.

A base do transístor T1 é polarizada pelo divisor R1, R2, R3 e R6 para trabalhar com ganho máximo na condição de sinal fraco de crominância.

A quantidade de sinal burst que aparece no coletor de T3 é proporcional à quantidade de sinal de croma que chega a T1. Retificando-se o sinal burst do coletor de T1 através de C6 e D1 obtem-se, na junção de C5 e D1, uma tensão tanto menos positiva quanto maior for o burst. Essa tensão, filtrada por C4 e R8, é levada por R5 à base de T1, de modo que, quando a quantidade de sinal de croma é grande, a tensão de polarização de base de T1 fica menor, reduzindo o ganho e, quando a amplitude do sinal de croma é pequena, a tensão de polarização de base de T1 se eleva, aumentando o ganho.

Na **figura 5** é mostrado o desempenho do ACC acima descrito. Esta curva é tirada do coletor de T3.

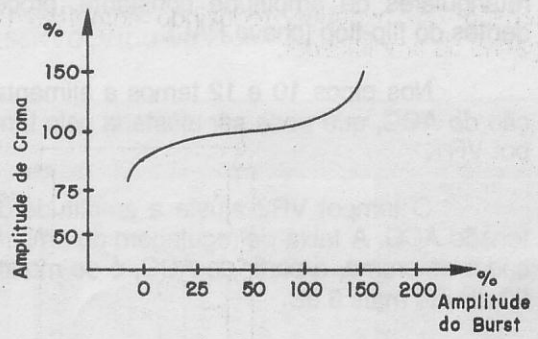


FIGURA 5

Para sinais fortes, o diodo D3 conduz, introduzindo sua resistência em paralelo com o sinal. Com o aumento do sinal, diminui a resistência de D3, ajudando a reduzir o ganho total, aumentando a eficiência do ACC.

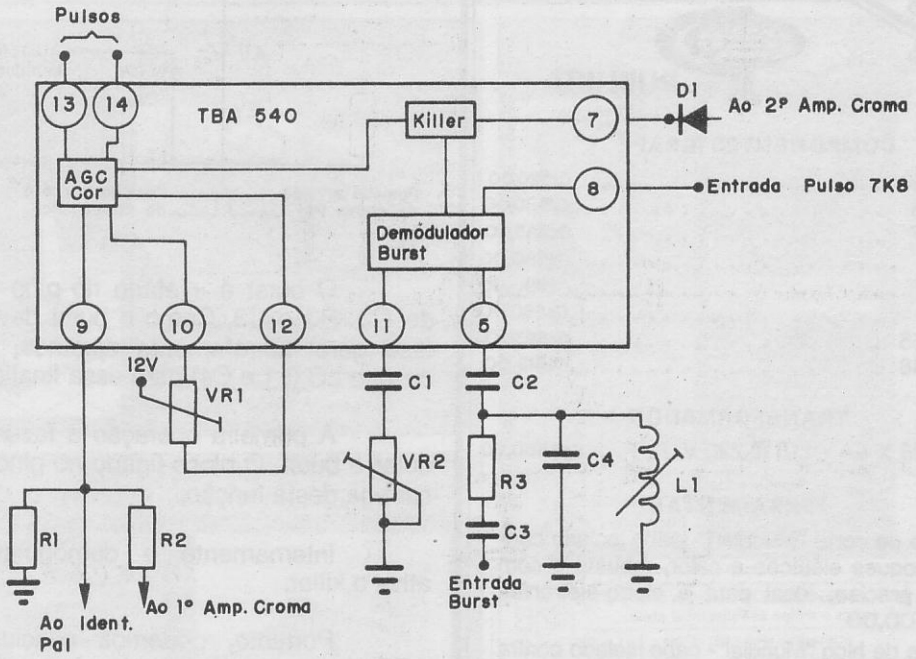


FIGURA 6

Na **figura 6** vemos outro circuito AGC de croma, desta feita com circuito integrado.

O controle e, conseqüente correção automática, baseia-se nas tensões dente de serra à disposição nos pinos 13 e 14 do

TBA540. A amplitude dessa tensão é proporcional à amplitude do burst.

No bloco demodulador burst, que trabalha com a metade da freqüência horizontal (7 K8) se faz uma comparação com os pulsos retangulares de amplitude constante, procedentes do flip-flop (chave PAL).

Nos pinos 10 e 12 temos a alimentação do AGC, que pode ser ajustada pelo trimpot VR1.

O trimpot VR2 ajusta a amplitude da tensão ACC. A faixa de regulagem do amplificador de croma, a partir do ACC, é de menos 20 dB até mais 6 dB.

O gráfico da **figura 7** mostra a atuação do ACC do circuito acima descrito. Na **figura 8** vemos a atuação do inibidor de cores (pino 7 do TBA540).

Através do divisor de tensão formado por R1 e R2, uma parte da tensão de AGC é derivada para acionar o circuito identificador PAL e 1º amplificador de croma.

OFERTAS

PUBLIKIT

COMPONENTES IBRAPE

BC548	Cz$20,00
BC558	Cz$20,00
BC637	Cz$45,00
TIP31	Cz$80,00
TIP30	Cz$90,00
TIP29	Cz$80,00
2N3055	Cz$230,00
1N4148	Cz$15,00

TRANSFORMADOR

35-0-35 X 5A - 110 E 220 V ..... Cz$850,00

FERRAMENTAS

Alicate de corte "Mundial" - cabo isolado contra choques elétricos e calor, robusto e com corte preciso, ideal para a eletro-eletrônica Cz$ 300,00

Alicate de bico "Mundial" - cabo isolado contra choques elétricos e calor, bico fino de alta durabilidade Cz$250,00

Para pedidos pelo reembolso postal use a carta resposta da última página da revista.

A tensão de saída do bloco inibidor de cor depende diretamente da tensão de AGC de croma, cujo valor diminui com o aumento da amplitude do burst.

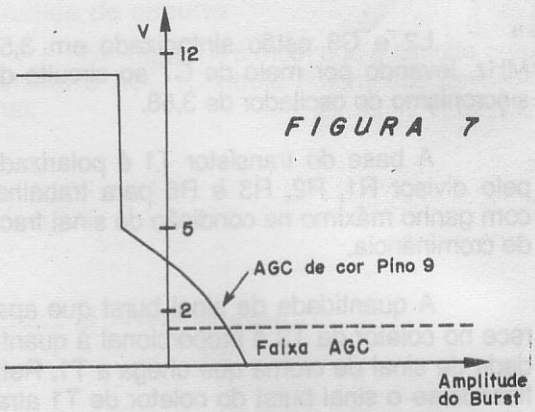


FIGURA 7

Quando a tensão de AGC de croma reduz seu valor, a tensão no pino 7 aumenta, controlando o ganho do amplificador de croma.

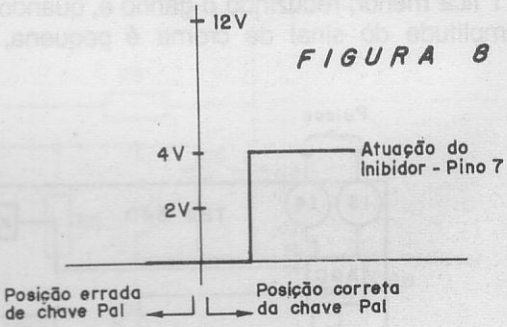


FIGURA 8

O burst é injetado no pino 5 através de C2, R3 e C3. Como o burst deve ter sua fase geral corretamente ajustada, usa-se o circuito LC (L1 e C4) para essa finalidade.

A primeira operação a fazer é demodular o burst. O bloco ligado no pino 5 se encarrega desta função.

Internamente o demodulador burst ativa o killer.

Portanto, podemos concluir que o ACC, tanto transistorizado como por circuito integrado, tem como finalidade manter constante o nível de sinal de saída do amplificador de croma, independente das variações na entrada.

CIRCUITOS EM PONTE

Josir Cavalcanti

Os mais complexos aparelhos eletrônicos são, na verdade, constituídos por circuitos básicos, sendo que um dos circuitos básicos mais interessantes é o chamado circuito em ponte, que ilustramos na **figura 1.**

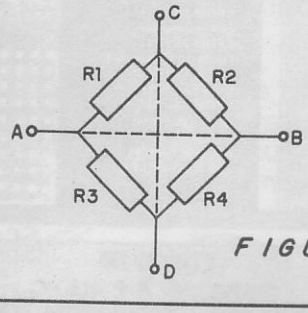


FIGURA 1

Na verdade, o circuito em ponte pode ser considerado como um circuito série/paralelo, onde destinguiremos dois ramos ou braços. Na **figura 1,** R1 e R2 formam um braço e R3 e R4 formam o outro braço. As linhas tracejadas indicam as duas DIAGONAIS da ponte.

A propriedade mais importante que um circuito em ponte apresenta é o que se aplicarmos uma tensão entre os extremos de uma das diagonais (entre A e B, por exemplo) aparecerá uma tensão entre os extremos da outra diagonal (C e D, neste caso).

Antes de estudarmos mais detidamente essa propriedade e algumas de suas aplicações práticas, será interessante observarmos que as pontes podem ser construídas utilizando-se apenas um tipo de componente, ou misturando-os. No caso de uma ponte "pura", serão classificadas de acordo com o componente utilizado, como vemos na **figura 2,** onde ilustramos a ponte RESISTIVA (só resistores), CAPACITIVA (só capacitores), INDUTIVA (só indutores) e as pontes de diodos e de cristais de quartzo.

Evidentemente, uma ponte resistiva funcionará tanto com CC como com CA, o mesmo sucedendo às pontes que empregam elementos reativos que, neste caso, deverão receber apenas CA.

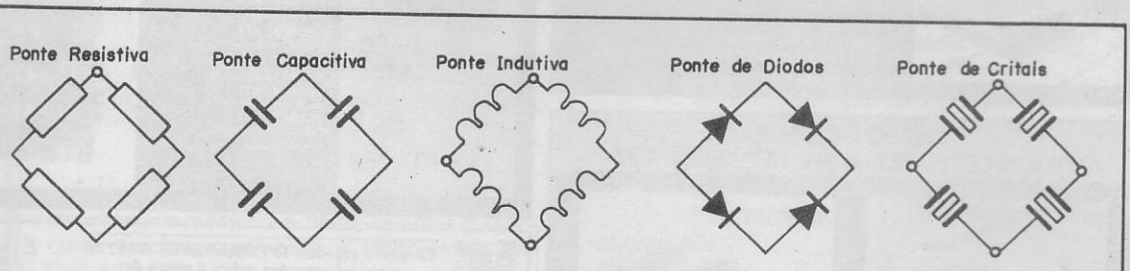


FIGURA 2

Voltando à propriedade da DDP entre os extremos da diagonal perpendicular àquela em que se aplica polarização, observamos a **figura 1**; supondo-se R1 igual a R2, sendo estes resistores, por sua vez, iguais a R3 e R4, segue-se que a corrente em cada ramo será exatamente a mesma, e que a queda de tensão em cada um dos resistores será também a mesma. Nestas condições, a diferença de potencial entre os pontos C e D será nula.

Supondo-se, entretanto, que R1 tenha um valor igual a 1/10 de R2 e que R3 tenha valor igual a 10 vezes R4, é fácil se verificar que a DDP entre os mesmos pontos será, praticamente, igual à tensão aplicada entre os pontos A e B. Um exemplo numérico permitirá evidenciar isso: se fizermos R1 e R4 iguais a 100 Ohms e R2 e R3 iguais a 1 K, aplicando-se 10 V entre os pontos A e B, sucederá que a resistência equivalente de CADA RAMO será de 1100 Ohms (R1 + R2 e R3 + R4) e a resistência total será de 550 Ohms (as duas ramas em paralelo) resultando em uma corrente total de 10 V : 5500 Ohms = 0,018 A ou 18 mA. Como metade dessa corrente circulará em cada um dos ramos, segue-se que a corrente por R1 e R2 será de 9 mA.

Em decorrência disso, e pela Lei de Ohm, podemos calcular a queda de tensão em R2 como sendo igual a 9 V (0,009 A X 1000 Ohms = 9 V), sendo que o restante da tensão (1 V) será a queda de tensão em R1, já que a soma das tensões entre os terminais dos resistores de uma associação em série é igual à tensão aplicada ao circuito (Lei de Kirchoff).

Com relação a R3 e R4, sucede o mesmo, só que em sentido inverso, ou seja, entre os terminais de R3 a tensão será de 9 V e entre os terminais de R4, a tensão será de 1 V. Segue-se que a diferença de potencial entre os pontos C e D será de 9 V, como vemos na **figura 3.**

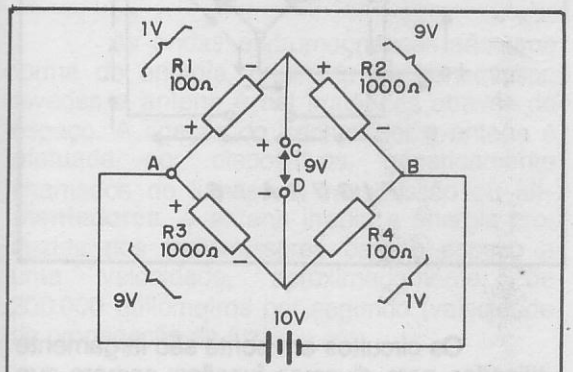


FIGURA 3

Quando a diferença de potencial entre os pontos C e D for igual a zero Volts, dizemos que a ponte está EQUILIBRADA, sendo que a condição de equilíbrio não exige que os quatro elementos sejam iguais, basta que a relação entre os valores dos elementos de um ramo seja igual à relação entre os elementos de outro ramo.

Na **figura 4** ilustramos outra ponte resistiva, em que R1 tem o valor de 10 Ohms, R2 tem o valor de 100 Ohms, R3 tem o valor de 1 K e R4 tem o valor de 10 K. Podemos observar facilmente que R2/R1 é igual a 10, o mesmo sucedendo com R3 e R4.

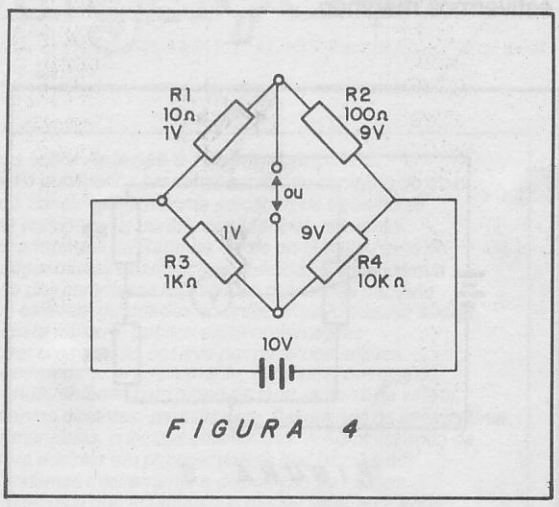


FIGURA 4

Aplicando-se 10 Volts entre os pontos A e B, o que sucederá? A resistência equivalente do ramo de R1 e R2, é de 110 Ohms, ao passo que a resistência equivalente do outro ramo será de 11 K. Nesse caso, a corrente pelo ramo R1/R2 será igual a 10 V : 110 Ohms = 0,09 A ou 90 mA, enquanto que a corrente por R3 e R4 será de 0,9 mA.

A queda de tensão em R2 será de 9 V (0,09 X 100 = 9) e, multiplicando-se os 0,9 mA, que é a corrente que circula por R3 e R4, pelo valor de R4, que é o 10.000 Ohms, obtemos OS MESMOS 9 VOLTS, ou seja, a queda de tensão em R2 é exatamente igual à queda de tensão em R4, fazendo com que a DDP entre os pontos C e D seja zero, o que quer dizer que a ponte está equilibrada.

Uma aplicação prática imediata dessa propriedade é ilustrada na **figura 5**; uma ponte em que um dos ramos é constituído por um potenciômetro, o outro ramo por um resistor padrão (Rp) e o resistor de valor desconhecido, Rx. O instrumento entre os pontos C e D é o indicador de nulo.

Variando-se a posição do cursor do potenciômetro, variamos a relação entre duas

metades e se obtém o ponto de equilíbrio da ponte, em que a relação entre as duas metades do potenciômetro é igual à relação entre o resistor padrão e o resistor desconhecido, cuja resistência desejamos determinar.

Mediante uma escala graduada e um knob com seta, solidário ao eixo do potenciômetro, poderemos, perfeitamente, determinar com grande precisão o valor do resistor que estivermos medindo.

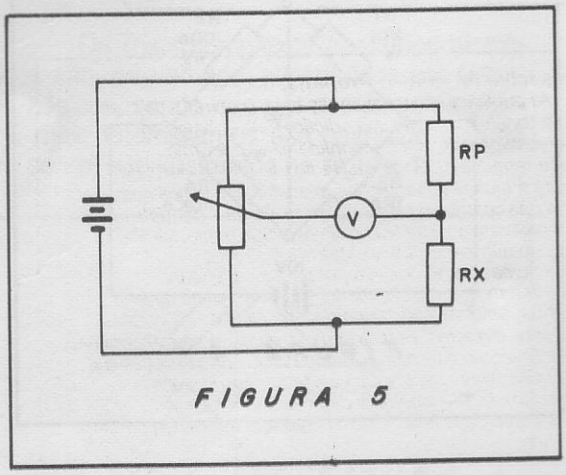


FIGURA 5

O dispositivo em questão recebe o nome de PONTE DE WHATSTONE e é utilizado em laboratório para medir, com precisão, resistência, capacitância e indutância.

No caso de medidas de capacitância ou indutância, naturalmente, entre os pontos A e B será aplicada uma CA e a medida será feita em função da reatância capacitiva ou da reatância indutiva, conforme o caso. O padrão poderá ser um capacitor de capacitância conhecida ou um indutor, também de indutância conhecida, neste último caso, não deverá haver acoplamento magnético algum entre o indutor-padrão e o indutor que estiver sendo medido.

No que diz respeito à ponte de diodos, observemos a **figura 6**, aplicando-se uma CA entre os pontos A e B, suponhamos que em um determinado momento os diodos D1 e D4 entrem em condução; é fácil concluir, devido a sua disposição, que, quando D1 e D4 entram em condução; D2 e D3 entram no corte, e vice-versa, de modo que a queda de tensão entre os terminais de D1 e D4 é mínima, ao passo que a tensão entre os terminais de D2 e D3, nessa mesma condição, será, praticamente, igual à tensão aplicada entre os pontos A e B.

O resultado é que a tensão entre C e D será, praticamente, igual à tensão aplicada entre Ae B, descontando-se apenas a queda de tensão VF nos diodos. Na **figura 6** podemos observar também que o sentido da corrente é o mesmo, seja lá qual for o par de diodos que estiver conduzindo, pelo que esse dispositivo é largamente utilizado na retificação em onda completa, dispensando transformador inversor de fase.

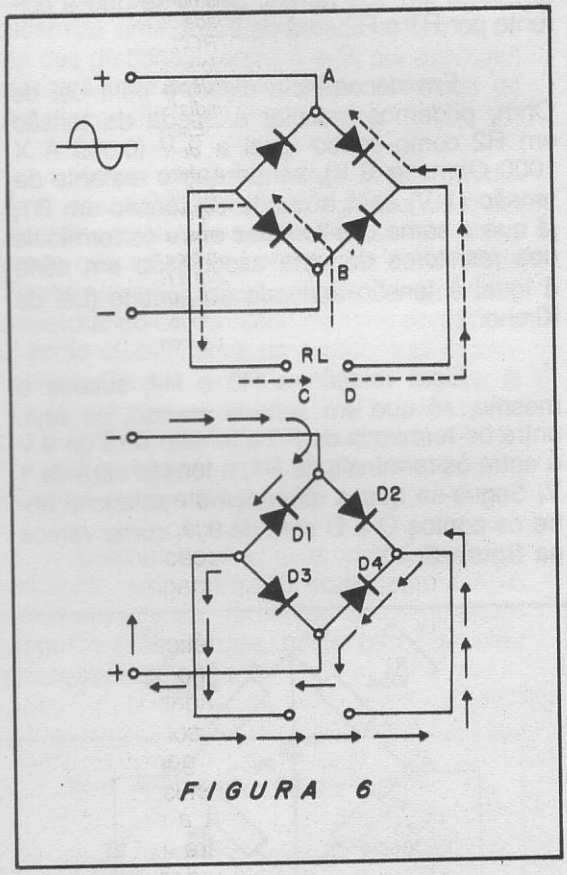


FIGURA 6

Os circuitos em ponte são largamente utilizados para diversas funções; sempre que se necessitar de uma tensão nula, ou máxima, em determinadas condições, fazendo-se com que, por exemplo, para uma determinada freqüência, a ponte se apresente equilibrada ou, ao inverso, em seu máximo desequilíbrio.

Antenas e propagação

Iniciamos, neste número, uma série de artigos sobre ***Antenas e Propagação****. Devido à extensão e profundidade do tema, estes artigos serão publicados em continuação, ao contrário do que sempre ocorreu na ELÉCTRON, onde os artigos iniciam e concluem na mesma edição. Este trabalho só tornou-se possível devido ao fato de terem cessado as restrições de caráter confidencial, referente a documentações de que era depositário, como um dos encarregados da Rede de Rádio da Região Norte do Brasil, durante a II Guerra Mundial, me possibilitando a divulgar muitas observações, medidas e cálculos que realizamos naquela ocasião. Estas observações, resultado das complexas instalações realizadas naquela ocasião, foram muito perseguidas, desde aquela época; porém estavam guardadas no único arquivo que, se aberto, não funciona: nosso cérebro... Portanto, a partir deste número, publico estas observações técnicas, muitas delas absolutamente inéditas. Se houver uma reação positiva por parte dos leitores, com cartas e comentários dirigidos a direção da Revista, poderemos, eventualmente, fazer uma outra série sobre radiação e diagrama polares, antenas práticas de 1/2 onda, antenas com plano de terra, antena de vareta, antenas de fio longo (incluindo-se rômbicas e 1/2 rômbicas), elementos diretores, parasitas etc. Assumindo os leitores uma prática democrática, escrevam para a redação. Façam seus comentários, críticas e solicitações. A Administração da Revista, sensível a manifestação de seus leitores, não terá dúvidas em publicar coisas que os mesmos desejam. Assim, agradecendo a acolhida desta série, estamos inteiramente a disposição de nossos leitores, e prontos a passar aos mesmos o muito do material técnico que acumulamos nestes cinqüenta anos de vivência no setor.*

Apollon Fanzeres (PYAAP)

Para se poder entender como funcionam os transmissores, radares e outros sistemas eletrônicos de comunicação é essencial que o leitor tenha uma boa noção de como as ondas eletromagnéticas se propagam.

As ondas eletromagnéticas são uma forma de energia, originada no transmissor, levadas a antena e daí irradiadas através do espaço. A ligação do transmissor a antena é efetuada por dispositivos, genericamente chamados de linhas de transmissão ou **alimentadores**. A antena irradia a energia produzida nos transmissores para o espaço a uma velocidade, aproximadamente, de 300.000 quilômetros por segundo (velocidade de propagação da luz).

Quando uma antena de recepção se encontra no caminho, ou campo de ação, de uma antena transmissora, capta a energia e leva-a para o receptor.

Assim, as condições mínimas essenciais para que uma transmissão-recepção seja efetiva é: transmissor-antena-receptor-antena (**figura 1**).

Para se obter uma boa comunicação por meio de ondas de rádio é importante ter um transmissor de potência adequado, sistema adequado de antena irradiante, antena receptora, receptor apropriado e também que as condições do espaço entre as duas antenas sejam propício a transmissão-recepção.

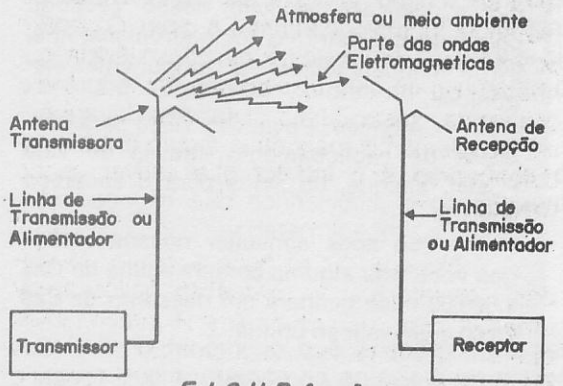


FIGURA 1

A atmosfera terrestre permite a condução de energia, o mesmo sucedendo com a superfície sólida e líquida da terra.

Foi Henrique Hertz que, em 1887, demonstrou que a energia eletromagnética podia ser enviada, através do espaço, na forma de ondas de rádio. É conhecido o fato que existe um campo ao redor de qualquer fio ou condutor por onde circula uma corrente elétrica. Outro campo também existe, quando ocorre o primeiro. Este campo desprende-se do condutor e viaja através do espaço, tornando a rádio-comunicação possível.

Várias tentativas têm sido feitas para mostrar a ação das ondas, comparando-as com as ondas formadas por uma pedra que cai em um lago ou depósito de águas tranqüilas.

Se bem que o exemplo não seja totalmente correto, e deixa a desejar, tem seus aspectos positivos, pois permite que se tenha uma apreciação física do fenômeno, por analogia.

Na **figura 2** temos um exemplo do que acontece quando um objeto cai nas águas tranqüilas. As ondas surgem como uma série de picos alternativos e vales ou descansos, em todas as direções, desde o ponto onde ocorreu a perturbação.

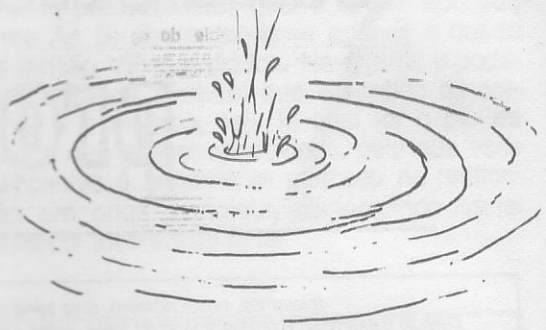


FIGURA 2

Na **figura 3** temos uma seqüência do que dissemos. Em (**a**), o momento em que a pedra vai cair sobre a superfície da água e a energia exercida sobre a pedra pela ação da gravidade é transmitida a água. Esta energia não depende só do peso da pedra como da altura em que caiu. Em (**B**) da mesma figura, temos o exato momento em que se forma a primeira onda quando a pedra toca a superfície da água, afastando a água para cima e para fora. Na **figura (C)** a pedra mergulhou mais fundo na água, que se fecha violentamente sobre a abertura original, causando alguns respingos, enquanto a primeira onda move-se para fora, devido a sua velocidade inicial. Um momento após, a pedra afundou completamente, deixando a água agitada (**D** na **figura 3**).

A primeira ondulação continuou a mover-se do centro para fora em círculos, seguida por uma série de outras ondas que vão diminuindo gradualmente de amplitude, enquanto a agitação do ponto de origem diminui e cessa e as ondulações caminham em círculos, para fora do ponto inicial.

Observar que a primeira onda possui amplitude (**A**) e uma extensão ou comprimento de onda (**B**), que corresponde a um ciclo completo.

Naturalmente, que este exemplo não é completo quando comparado ao que realmente ocorre quando se inicia uma oscilação eletromagnética, pois no exemplo da pedra, foi só um impulso, ao passo que na oscilação eletromagnética os impulsos criadores são

MENTA

comércio de produtos eletrônicos

CATÁLOGO

Para você que é Hobbysta, gosta de eletrônica, ou tem oficina de conserto de rádio e televisão, solicite nosso catálogo completo de instrumentos eletrônicos, kits, livros, manuais técnicos e componentes eletrônicos.

Atenção: Envie Cz$ 70,00 para despesas de cadastramento através de Vale Postal, cheque, ou selos para o endereço abaixo.

Se após consultar nossos catálogos você fizer alguma compra acima de Cz$ 1.500,00 você ganhará um desconto de Cz$ 70,00 e um valioso brinde.

Menta Comércio de Produtos Eletrônicos
Caixa Postal 11205
05499 - São Paulo - SP

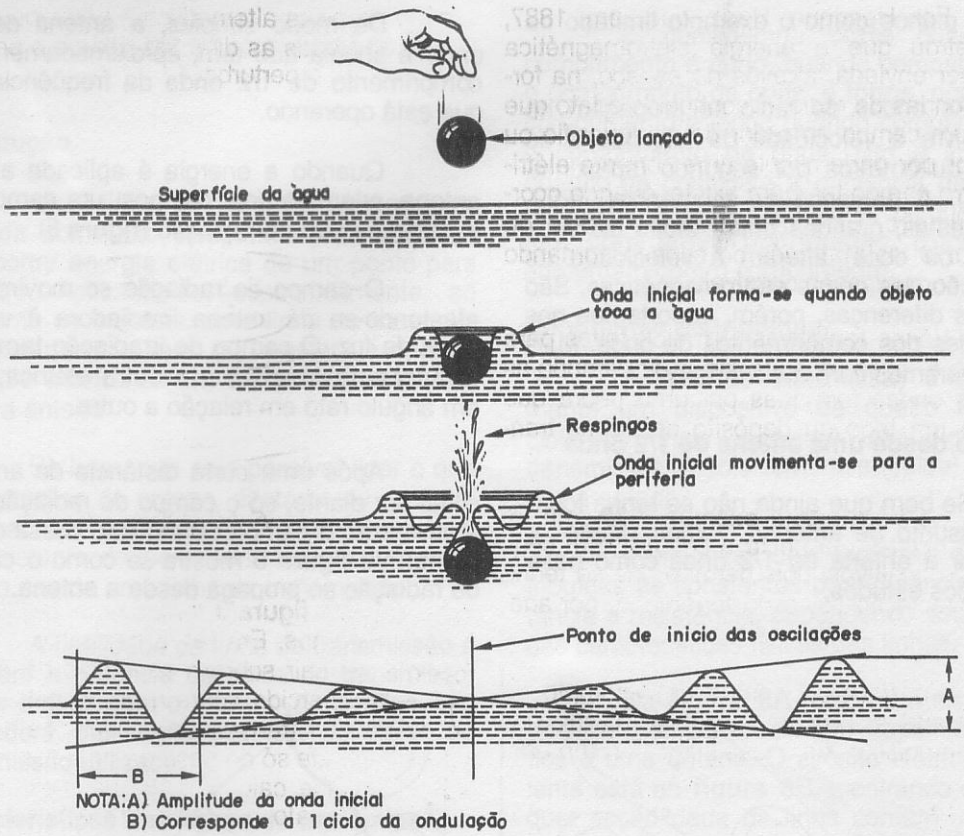


FIGURA 3

constantes. É como se tivéssemos a pedra ocasionadora das ondulações presa por um fio (**figura 4**) e a baixássemos e elevássemos ritmicamente. O resultado destes movimentos para cima e para baixo reforçaria as ondulações iniciais.

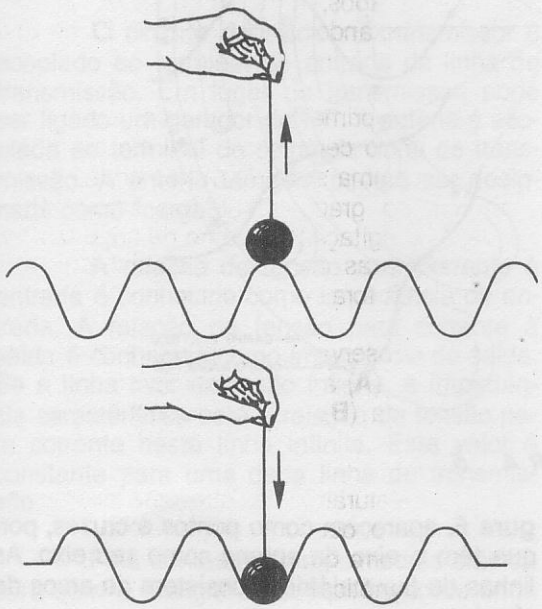


FIGURA 4

Se este tempo fosse exato e se a energia produzida pela pedra fosse sempre a mesma, seriam criadas ondas de amplitude constante que marchariam desde o centro para a periferia, a uma velocidade (v) determinada pela multiplicação do ritmo, ou freqüência, em que isto ocorreria (f) pelo comprimento de onda λ (lambda).

Se a freqüência e a velocidade de propagação são conhecidos, o comprimento de onda pode ser determinado:

$$\lambda = v/f$$

O fenômeno que acabamos de descrever ocorre quando na antena transmissora está presente uma oscilação elétrica. O meio ambiente atua como se fosse a água do exemplo anterior e a antena é como se fosse a pedra, causando as ondulações que se propagam em todos os sentidos (e não somente

em dois planos como o exemplo limitado da água).

As ondas de rádio se propagam no espaço livre à velocidade da luz, que é de 300.000 quilômetros por segundo (aproximadamente). A presença de montanhas, edifícios, florestas, grandes quantidades de água (salgada ou doce) alteram a velocidade de propagação das ondas eletromagnéticas. São pequenas diferenças, porém, importantes nas magnitudes dos comprimentos de onda. Mais adiante veremos com mais detalhes.

Radiação desde uma antena de 1/2 onda

Se bem que ainda não se tenha tocado no assunto de antenas, vamos, desde já, considerar a antena de 1/2 onda como base para nossos estudos.

De modo simples, a antena de 1/2 onda é aquela que tem, aproximadamente, o comprimento de 1/2 onda da freqüência em que está operando.

Quando a energia é aplicada a esta antena, criam-se dois campos: um campo de indução e outro de radiação (**figura 5**).

O campo de radiação se movimenta, afastando-se da antena irradiadora à velocidade da luz. O campo de irradiação tem uma componente magnética e outra elétrica, uma em ângulo reto em relação a outra.

Após uma curta distância da antena, e daí por diante, só o campo de radiação tem efetividade; o campo de indução cessa de ter efeito. Na **figura 5** mostra-se como o campo de radiação se propaga desde a antena.

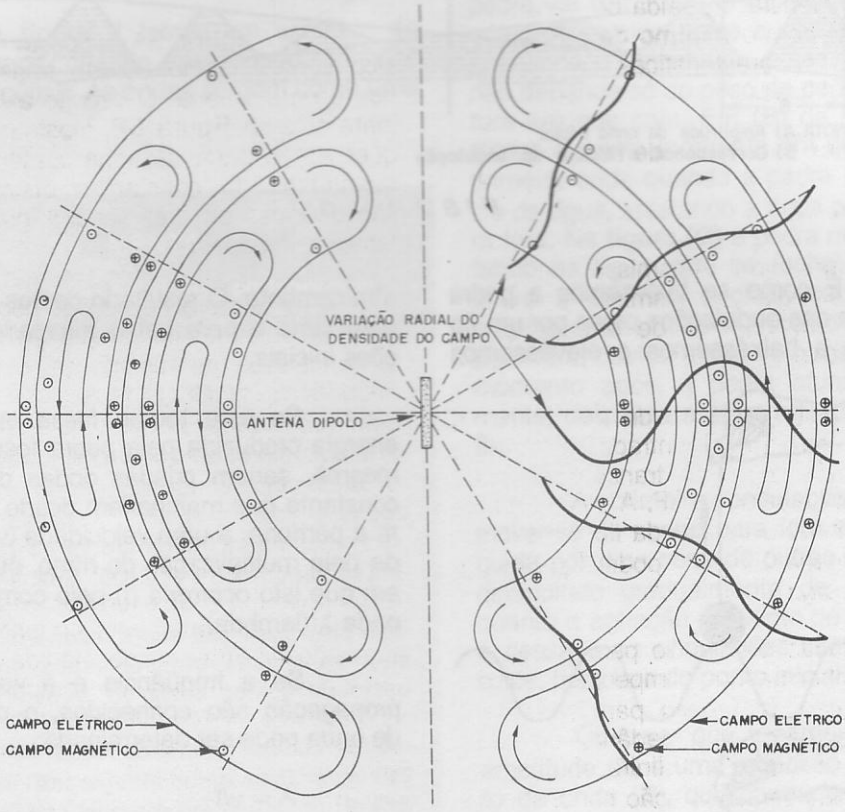


FIGURA 5

Os componentes elétricos e magnéticos são representados por linhas separadas de fluxo, que estão em ângulo reto uma com as outras, e também a direção radial de propagação. As linhas de fluxo magnético, na **figura 5**, aparecem como pontos e cruzes, porque têm o eixo da antena como seu eixo. As linhas de fluxo elétrico consistem de arcos de círculos.

LINHAS DE TRANSMISSÃO

Introdução

Uma linha de transmissão pode ser definida como um dispositivo para guiar ou transportar energia elétrica de um ponto para o outro. Aplicando-se, especificamente, ao problema de antenas, uma linha de transmissão destina-se a levar ou transferir a energia presente à saída de um transmissor até a respectiva antena.

Se bem, que seja possível ligar o que se denomina de antena, diretamente ao estágio final do transmissor, a antena, geralmente, está distante daquele, sendo por isto, necessário o uso de uma linha de transmissão.

A finalidade da linha de transmissão é transferir a potência de saída do transmissor para a antena com o **mínimo de perdas**. Isto dependerá das características da linha de transmissão utilizada.

Características das linhas de transmissão

Terminologia

As linhas de transmissão utilizadas para acoplar energia do transmissor para a antena, possui um terminal de entrada e um terminal de saída.

O circuito de saída do transmissor é acoplado ao terminal de entrada da linha de transmissão. Em lugar do transmissor, pode ser ligado um gerador de RF. A antena é acoplada ao terminal de saída da linha de transmissão. A antena também poderá ser designada como "carga".

A relação de tensão para corrente à entrada é conhecida como impedância de entrada. A relação de tensão para corrente à saída é conhecida como impedância de saída. Se a linha tiver extensão infinita, a impedância característica será a relação de tensão para corrente nesta linha infinita. Este valor é constante para uma dada linha de transmissão.

Pela comparação da extensão elétrica para com a energia do comprimento de onda a ser transmitido, uma linha de transmissão pode ser designada de **longa** ou curta.

É considerada **curta** quando seu comprimento é curto, quando comparado com o comprimento da onda e **longa**, quando seu comprimento é longo quando comparado com o comprimento de onda. Isto é importante quando se considera a eficiência da transferência de energia pela linha, porque a linha tem **constantes distribuídas**, cujos efeitos aumentam com o comprimento.

Constantes distribuídas

A linha de transmissão é essencialmente um dispositivo de quatro terminais. Dois terminais (entrada) são ligados ao transmissor, e dois terminais (saída) são ligados a antena.

Entre estes dois terminais estão distribuídas as constantes de indutância, capacitância e resistência, dependendo seus valores das características físicas das linhas.

Na **figura 6A** temos um sistema básico consistindo-se de um transmissor, dois fios e uma antena. O circuito elétrico equivalente está na **figura 6B**, mostrando que qualquer seção dada da linha contém uma certa quantidade de constantes distribuídas, que são divididas em três seções iguais de constantes agrupadas.

O número de seções depende do número de unidades de comprimento escolhidos. A quantidade de resistência, capacitância e impedância depende da extensão da linha, o diâmetro dos fios condutores, espaço entre os fios e o dielétrico (ar ou meio isolante) entre os ditos fios.

Estas constantes não podem ser distinguidas na maneira em que são indicadas na **figura 6B**. Por exemplo: a resistência é distribuída uniformemente ao longo de toda a extensão da linha sendo medida, usualmente em Ohms por unidade de comprimento. Isto é representado como Rs na seção (**figura 6B**). Há também uma certa resistência de escape entre os fios, representada por RsH. Esta resistência está em paralelo com a entrada e a saída, sendo o resultado da corrente de fuga entre os fios através do dielétrico.

Os fios que formam a linha de transmissão, também possuem indutância distribuída. Esta indutância pode ser observada na ação dos campos magnéticos criados pelo fluxo de corrente. Por exemplo, se o fluxo de

uma linha infinitamente longa e toda a energia passará pela linha. Se a linha é **terminada** em outra carga, a energia é refletida para a fonte.

Atenuação e perda

Uma linha de transmissão ideal não tem perdas. Transfere toda a energia disponível no transmissor, para a antena. Na prática, as linhas de transmissão dissipam potência de três maneiras:

1) **Radiação** - A linha de transmissão tem tendência de agir como uma antena. Perdas por radiação podem ser muito altas com certos tipos de linhas.

2) **Aquecimento** - A resistência dos condutores dissipam certa quantidade de potência na forma de calor (I^2 . R = perda). Em freqüências altas uma grande quantidade de perda por calor pode resultar do efeito pelicular (skin effect). Uma perda I^2 . R pode resultar do escape entre os condutores (perda dielétrica). As perdas por calor aumentam com linhas que possuem uma impedância característica baixa, porque permitem o fluxo de corrente mais alto.

3) **Reflexão** - Já foi explicado que uma carga diferente de Zo faz refluir a energia ao longo da linha. Isto resulta em perda por reflexão, que explicamos a seguir.

Reflexão de energia

A energia injetada pelo transmissor, resulta em ondas em propagação numa linha de transmissão infinitamente longa. Ondas em propagação de tensão e corrente, continuarão a se mover ao longo da linha enquanto a mesma não tiver terminação.

Imaginemos agora uma linha finita onde os dois condutores terminam abruptamente, como se tivessem sido cortados.

Ondas em propagação, chegando a este ponto aberto, são refletidas do mesmo modo e produzirão ondas estacionárias de tensão e corrente, que estarão defasadas, como na antena. As ondas refletidas, representam energia que não é absorvida pela carga, mas sim refletida de volta ao longa da linha. Isto é indesejável em uma linha de transmissão, onde o objetivo é transferir a máxima energia possível para a carga.

Se a energia é refletida, formam-se ondas estacionárias, o que significa, uma relação variável de tensão para corrente, ao longo da linha e, portanto, uma impedância variável da linha. Se toda a energia é refletida do extremo de saída e nenhuma é absorvida pela carga, a impedância é puramente reativa ao longa da linha.

Se parte da energia é absorvida e parte refletida, a impedância da linha poderá ser resistiva (mais ou menos que Zo) ou poderá ter ambos componentes resistivo e reativo.

Zo e Reflexão

Em uma linha infinitamente longa não poderá existir ondas refletidas e, portanto, não poderá existir onda estacionária.

Porém, uma linha infinitamente longa, tem uma impedância Zo. Quando o transmissor injeta energia em uma linha cuja impedância é igual a impedância característica, não haverá ondas estacionárias e também não existirão reflexões.

O transmissor poderá parecer atuar em uma linha infinitamente longa, se uma carga resistiva igual a impedância característica é colocada no extremo de saída. Conseqüentemente, uma linha terminada desta maneira não causa reflexão de energia e, portanto, não produzirá ondas estacionárias. Como resultado ocorrerá o máximo de transferência de energia possível, do transmissor para a antena.

A indutância, capacitância e resistência encontradas em uma linha de transmissão, são distribuídas uniformemente ao longo de sua extensão. Assim, não acontecerá reflexão de energia, salvo se a impedância, em algum ponto da linha, seja diferente da causada pelas constantes distribuídas. A impedância do lado do transmissor, pode ser modificada pela mudança da carga. As ondas em propagação que atingem a carga, de repente, encontram uma impedância diferente daquela existente ao longo da linha, resultando na formação de ondas estacionárias e reflexão de energia. Reflexões ocorrem sempre que a carga seja diferente, de qualquer modo, de Zo.

Terminação básica das linhas

A carga de terminação da linha de transmissão pode variar de zero ao infinito. Poderá ser reativa ou resistiva, ou ainda, am-

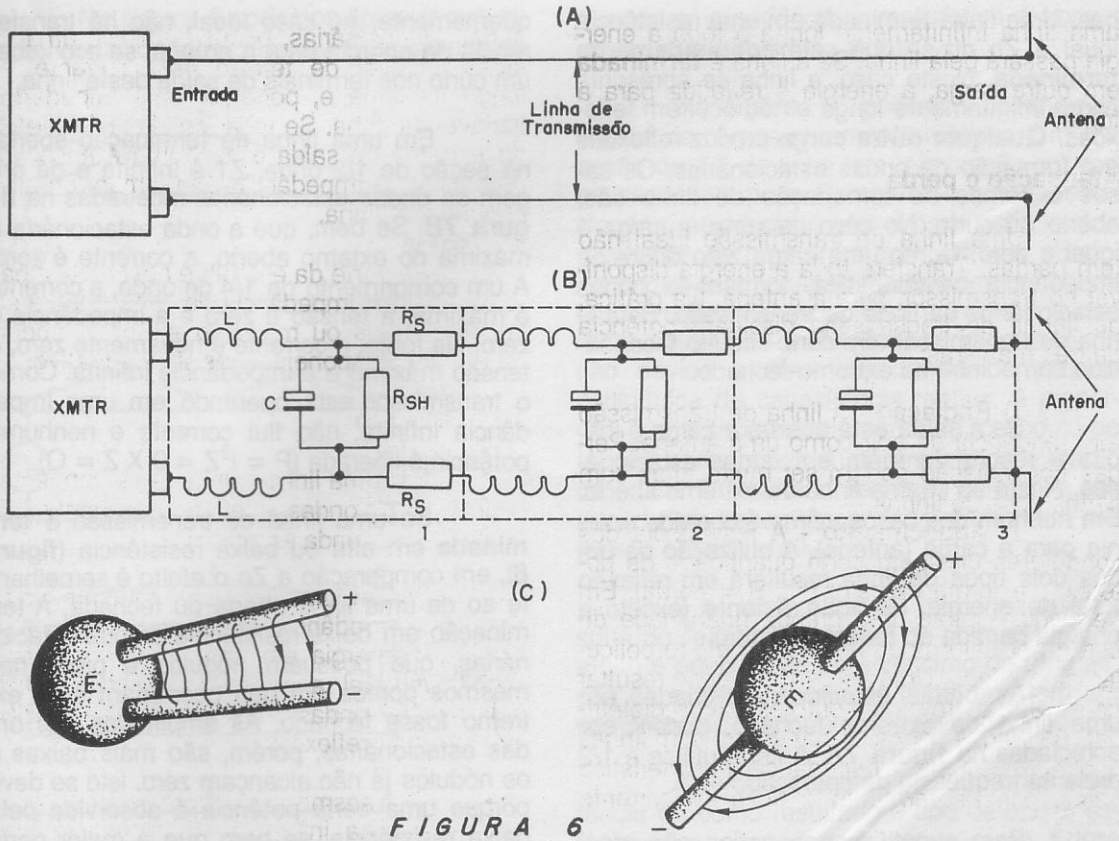


FIGURA 6

corrente tende, subitamente, a ser zero; o campo magnético que entra em colapso, sustenta a corrente durante um certo tempo. O tempo durante o qual a corrente é sustentada é a medida da indutância distribuída.

A indutância distribuída "L" é considerada como estando em série com a linha sendo medida em microhenries por unidade de comprimento.

Os dois fios substitutos das placas do capacitor são mostradas na **figura 6C**, onde um campo elétrico é produzido entre eles quando são ligados a uma fonte de FEM. Isto também se aplica aos fios que constituem a linha de transmissão. A intensidade deste campo elétrico é a medida da capacitância distribuída, sendo designada em microfarads ou picofarads por unidade de comprimento. Estes fios atuam como a capacitância (C) em paralelo com a linha (**figura 6C**).

Impedância característica

Além das constantes distribuídas, a linha de transmissão possui uma **impedância característica**. Em uma linha de transmissão **infinitamente longa**, a impedância característica Zo determina a corrente que fluirá quando uma determinada tensão for aplicada. Esta impedância é puramente resistiva, sendo constante para uma dada linha de transmissão.

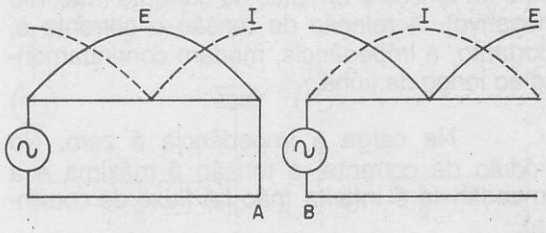


FIGURA 7

A impedância característica é importante para se determinar como será a transferência de energia desde a fonte até a carga.

Para a linha infinitamente longa, toda a energia é enviada para fora e nenhuma retorna à fonte. Se uma linha finita é **terminada** com uma carga puramente resistiva igual a Zo, a fonte atuará como se estivesse ligada a

bas. Uma linha terminada em uma resistência igual a Zo diz-se que está **adequadamente terminada**. Neste caso, a linha se apresenta como infinitamente longa e não ocorrem feflexões. **Qualquer outra carga** produz reflexões e a formação de ondas estacionárias. Os casos extremos de terminação de linha são: aberto ou curto. No caso de curto, a carga é igual a zero. Como uma carga zero difere da impedância característica, formam-se ondas estacionárias na linha de transmissão. Esta linha de transmissão em curto-circuito é conhecida como linha de extremo-fechado.

Se a saída está aberta, a carga é infinita e resulta também em ondas estacionárias. A isto se chama linha de extremo aberto. Em nenhum dos casos acima é liberada energia para a carga (antena). A utilização de um dos dois tipos de linha resultará em reflexão total de energia, de volta à fonte (exceto a energia perdida no trajeto da linha).

As ondas estacionárias, criadas em uma linha de extremo fechado, podem ser apreciadas na **figura 7A**. A linha utiliza a 1/2 onda na freqüência de operação.

Para simplificar, as ondas são mostradas utilizando-se o fio de cima como linha de base zero. Devido ao curto nos terminais de saída, o pico de corrente é máximo neste ponto e a tensão é zero. Um comprimento de 1/4 de onda para traz, na linha, haverá um nódulo de corrente com um máximo no pico de tensão. Um comprimento de 1/2 onda para traz (nos terminais de entrada) haverá um nódulo de tensão e um pico de corrente (máximo negativo). A relação de tensão e corrente e, portanto, a impedância, mudam continuamente ao longo da linha.

Na carga a impedância é zero. No nódulo de corrente, a tensão é máxima e a impedância é infinita (não há fluxo de corrente).

Na fonte, a corrente é novamente máxima e a impedância, zero.

No extremo da carga, portanto, não é absorvida potência ($P = I^2Z = I^2 \times 0 = 0$), sendo tudo refletido de volta ao longo da linha. Na fonte, o transmissor está operando em impedância zero e, assim, não há liberação de potência (na prática, porém, sempre existe uma certa perda devido a numerosos fatores, tais como radiação ou calor). Conseqüentemente, no caso ideal, não há transferência de energia para a antena, se acontecer um curto nos terminais de saída desta linha.

Em uma linha de terminação aberta, na seção de 1/2 onda, Z1 é infinita e dá origem as ondas estacionárias mostradas na **figura 7B**. Se bem, que a onda estacionária é máxima no externo aberto, a corrente é zero. A um comprimento de 1/4 de onda, a corrente é máxima, a tensão é zero e a impedância é zero. Na fonte, a corrente é novamente zero, a tensão máxima e a impedância infinita. Como o transmissor está operando em uma impedância infinita, não flui corrente e nenhuma potência é liberada ($P = I^2Z = 0 \times Z = 0$).

Se uma linha de transmissão é **terminada** em alta ou baixa resistência (**figura 8**), em comparação a Zo o efeito é semelhante ao de uma linha aberta ou fechada. A terminação em baixa resistência produz estacionárias, que possuem nódulos e picos nos mesmos pontos em que ocorreriam se o extremo fosse fechado. As amplitudes das ondas estacionárias, porém, são mais baixas e os nódulos já não alcançam zero. Isto se deve porque uma certa potência é absorvida pela baixa resistência, se bem que a maior parte seja refletida de volta para a fonte. Compare a **figura 8A** com a **figura 7A.**

Na **figura 8B** a linha está terminada em uma resistência elevada. Isto ocasiona ondas estacionárias semelhantes às produzi-

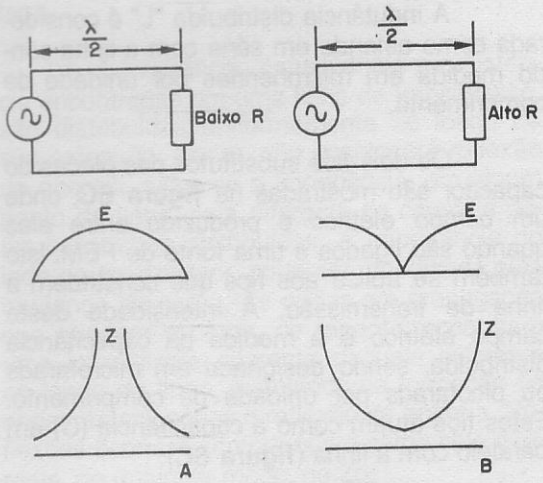


FIGURA 8

das por um extremo aberto como na **figura 7B**. Novamente, a diferença é apenas na amplitude da onda estacionária.

Na **figura 9** podemos apreciar que as ondas estacionárias, diminuem de amplitude quando a impedância característica é aproximada de qualquer dos lados.

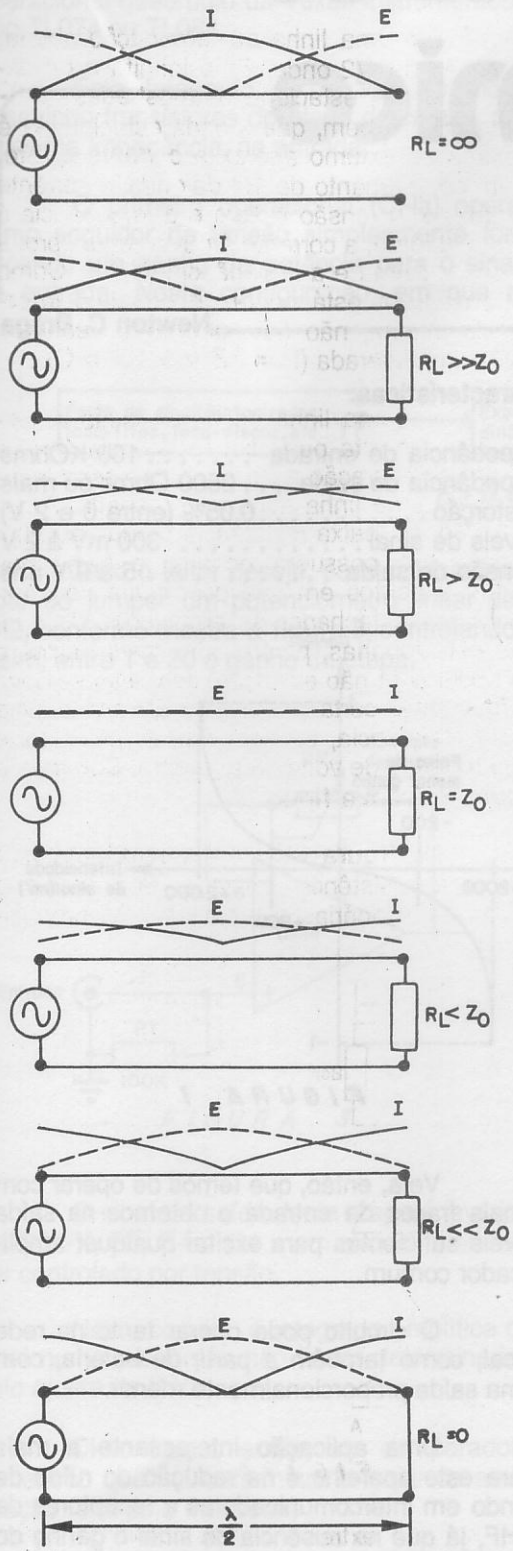


FIGURA 9

Na **figura 10** podemos observar os efeitos de cargas puramente reativas. Em A a seção de 1/2 da linha tem terminação em carga capacitiva pura. Compare-se a onda estacionária, neste caso, com a onda estacionária resultante de uma linha com extremo aberto. As ondas estacionárias são deslocadas 1/8 de comprimento de onda, para a frente e a corrente adianta-se à tensão, sendo esta condição devido a uma impedância de entrada constituída de capacitância reativa. A proporção que a capacitância aumenta, o nódulo de tensão aproxima-se mais e mais do extremo de saída. O resultado de haver uma linha terminada em capacitância é de aumentar a extensão elétrica efetiva.

É o mesmo tipo de mudança que resulta do "efeito de pontas" de uma antena. O efeito é equivalente ao acréscimo de uma seção de extremo aberto da linha, que tem um comprimento menor que 1/4 de onda.

A terminação da linha em uma indutância dá como resultado o tipo de ondas estacionárias que se pode observar na **figura 10B**. Em comparação com a terminação de extremo aberto, a corrente da onda sofreu um desvio de 1/8 de onda de retorno, em direção a fonte. Isto resulta em uma impedância de

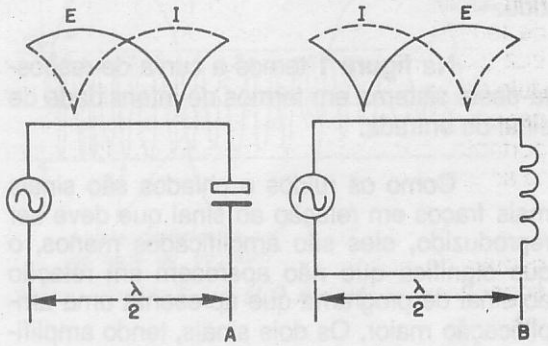


FIGURA 10

entrada que possui uma indutância reativa (a tensão adiantada em relação a corrente). Colocando-se uma indutância nos extremos da saída, equivale a adição de uma seção de linha de extremo fechado com um comprimento menor que de 1/4 de onda. Diminuindo a indutância faz com que o nódulo de tensão se aproxime do extremo de saída.

Continua na próxima edição.

Expansor dinâmico

Newton C. Braga

Como melhorar a qualidade de som de fitas e discos que apresentem nível elevado de chiados e ruídos? Como receber melhor estações fracas de AM ou FM que apresentem excesso de ruído? Tudo isso pode ser conseguido com a ajuda de um equipamento bastante simples que pode ser montado em pouco tempo e instalado com facilidade em qualquer equipamento de som. Apresentamos neste artigo um expansor de faixa dinâmica, que reduz sensivelmente o nível de ruídos de qualquer tipo de sinal de áudio.

A idéia é simples: com um amplificador cujo ganho não seja linear, podemos reduzir os sinais correspondentes a chiados e ruídos, elevando, por outro lado, a intensidade dos sinais do programa que deve ser reproduzido.

Na **figura 1** temos a curva de resposta deste sistema em termos de intensidade de sinal de entrada.

Como os ruídos e chiados são sinais mais fracos em relação ao sinal que deve ser reproduzido, eles são amplificados menos, o que significa que não aparecem em relação ao sinal de programa que apresenta uma amplificação maior. Os dois sinais, tendo amplificações diferentes podem ser separados com maior facilidade.

Tudo o que devemos fazer então é intercalar este amplificador não linear entre a fonte de sinal de baixa intensidade e o amplificador final de potência, como sugere a **figura 2**.

Este tipo de ligação é necessária dada as características elétricas do circuito, que são:

Características:

Impedância de entrada ..... 100 KOhms
Impedância de saída ... 2500 Ohms ou mais
Distorção ..... 0,05% (entre 0 e 2 V)
Níveis de sinal ..... 300 mV à 2 V
Tensão de saída ..... 5 a 9 V rms

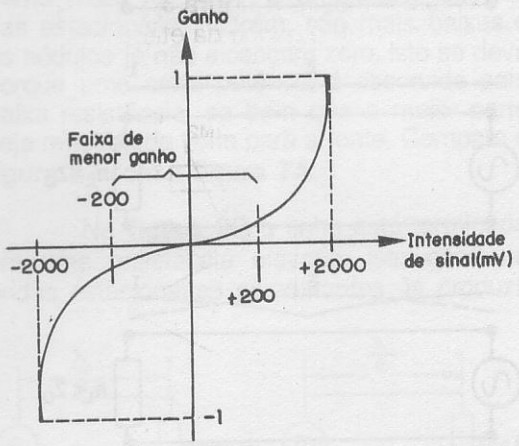


FIGURA 1

Veja, então, que temos de operar com sinais fracos de entrada e obtemos na saída níveis suficientes para excitar qualquer amplificador comum.

O circuito pode operar tanto na rede local, como também a partir de bateria, com uma saída proporcionalmente menor.

Uma aplicação interessante a mais para este aparelho é na redução do ruído de fundo em intercomunicadores e receptores de VHF, já que na ausência de sinal o ganho do circuito cai a ponto de cortar os sinais de menor intensidade, como por exemplo, o ruído.

Como funciona

A base do circuito é um amplificador operacional quádruplo da Texas Instrumentos, tipo TL074 ou TL084.

Este integrado é do tipo Lin-Mos, possuindo transístores de efeito de campo, de altíssima impedância, na entrada.

O primeiro operacional (CI-Ia) opera como seguidor de tensão, simplesmente fornecendo um ganho de potência para o sinal de entrada. Nesta configuração, em que a saída é ligada por um jumper à entrada inversora, temos um ganho unitário de tensão, mas em compensação obtemos uma elevadíssima impedância de entrada (neste caso da ordem de milhões de mega-Ohms) e uma baixa impedância de saída. Como os milhões de mega-Ohms são muito para a aplicação indicada, um resistor (R1) de 100 K é quem, praticamente, determina a impedância de entrada.

Se o sinal a ser trabalhado for excessivamente fraco, em lugar do jumper pode ser ligado um resistor, cujo valor determinará o ganho da etapa, maior que 1, no caso.



FIGURA 2

Caso o leitor deseje, pode colocar em lugar do jumper um potenciômetro linear de 2M2, conforme mostra a **figura 3**, controlando assim, entre 1 e 20 o ganho da etapa.

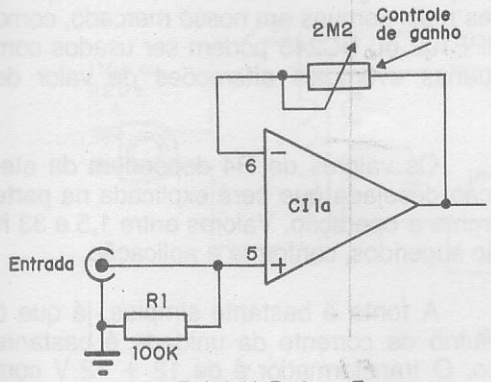


FIGURA 3

O sinal de saída desta etapa é levado via C11-X, R3, R4 e Q1 a um circuito atenuador controlado por tensão.

Neste circuito, o integrado amplifica o sinal numa proporção não linear determinada pelo ajuste de R10.

CI-1c forma, então, um comparador de tensão que vai determinar o limiar da atenuação feita pelo transístor.

O ajuste de R10 determina, então, em que nível de sinal ocorre a expansão. Em função do nível de ruído devemos, pois, ajustá-lo para que a ação do atenuador seja maior apenas até o máximo de intensidade atingida pelo ruído, conforme é visto na **figura 4**.

Desta forma, o ruído é atenuado, e os sinais que desejamos que sobressaiam, são ampliados normalmente.

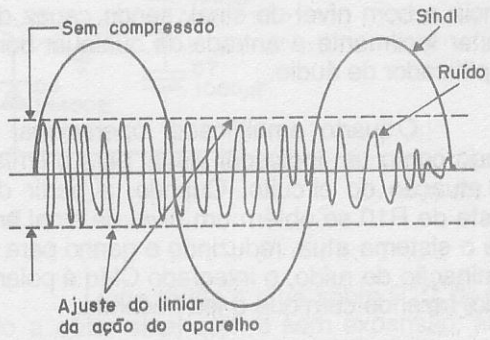


FIGURA 4

O transístor Q1, que forma o atenuador, atua como um resistor de derivação para a passagem do sinal via R3 para o integrado CI-1b.

Se o transístor apresentar um alta resistência entre dreno e fonte, em função da baixa polarização de sua comporta, então o sinal passa normalmente para a etapa seguinte. Isso deve ocorrer com os sinais de maior intensidade.

No entanto, os sinais mais fracos levam o comparador a entrar em ação, de modo que uma polarização via R5 é aplicada ao transístor, fazendo-o reduzir a resistência do canal. Nestas condições, o sinal de baixo nível é atenuado, obtendo-se o efeito desejado. Veja a **figura 5**.

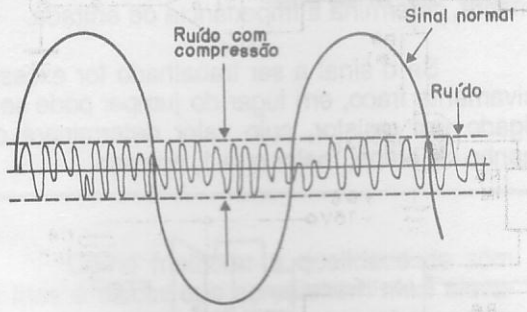


FIGURA 5

O integrado IC-1c é polarizado de tal forma, que pode ser ajustado para atuar com sinais a partir de 160 mV rms até menos de 10 mV rms. Com a operação a partir de bateria de 9 V, este limiar decresce até, aproximadamente, 130 mV.

O integrado CI-1b serve apenas como buffer de saída, também apresentando um ganho unitário de tensão (seguidor de tensão). Isso permite que a saída tenha baixa impedância e bom nível de sinal, sendo capaz de excitar facilmente a entrada de qualquer bom amplificador de áudio.

O quarto amplificador operacional é usado como um indicador visual para o limiar da atuação do circuito. Quando, a partir do ajuste de R10 se obtém um nível de sinal em que o sistema atua, reduzindo o ganho para a eliminação do ruído, o integrado CI-1d é polarizado, fazendo com que o led1 acenda.

Veja que é muito importante ajustar R10, de modo que o led brilhe apenas com as variações de música, não ficando aceso permanentemente, pois isso indica que o sistema está no limiar e, portanto, atuando da maneira esperada.

Construção

Começamos por dar na **figura 6** o diagrama completo do aparelho.

Na falta do integrado sugerido podem ser utilizados equivalentes como o TL071, TI081, TI072 ou TI082. Os dois primeiros são amplificadores operacionais simples, caso em que serão empregadas 4 unidades. No segundo caso temos amplificadores operacionais duplos, devendo ser empregadas duas unidades.

As modificações na placa de circuito impresso para a utilização dos equivalentes não deve causar problemas ao montador experiente.

Para a versão original, damos o desenho da placa de circuito impresso na **figura 7**.

Os resistores são todos de 1/8 ou 1/4 W, conforme a disponibilidade do montador. Os capacitores eletrolíticos devem ter tensões de trabalho de 25 V, exceto os da fonte que devem ser para 35 V.

Para as entradas e saídas, devem ser usados jaques de acordo com o seu sistema de som. A sugestão básica consiste no emprego de jaques tipo RCA.

O transístor de efeito de campo usado no projeto original é o 2N3819, mas equivalentes mais comuns em nosso mercado, como o MPF102 ou BC245 podem ser usados com pequenas eventuais alterações de valor de R4.

Os valores de R4 dependem da atenuação desejada que será explicada na parte referente a operação. Valores entre 1,5 e 33 K serão sugeridos, conforme a aplicação.

A fonte é bastante simples, já que o consumo de corrente da unidade é bastante baixo. O transformador é de 12 + 12 V com 100 mA de corrente de secundário e primário, de acordo com a rede local. A fonte é simétrica de 15 V mas o circuito também operará com duas baterias de 9 V, conforme mostra a **figura 8**.

A caixa empregada deve ser metálica, de modo a servir também de blindagem. Na furação devem ser previstos locais para fixação do led, do potenciômetro, a passagem do cabo de alimentação e a colocação dos jaques de entrada e saída de sinal.

Para os integrados deve ser usado um soquete e existe um procedimento recomendado para sua instalação, de modo a se evitar dano. Os operacionais com transístores

de efeito de campo na entrada são bastante delicados, podendo ser queimados se você os segurar diretamente, causando assim, descargas estáticas, ou tentar energizar o circuito sem que todos os terminais estejam devidamente polarizados.

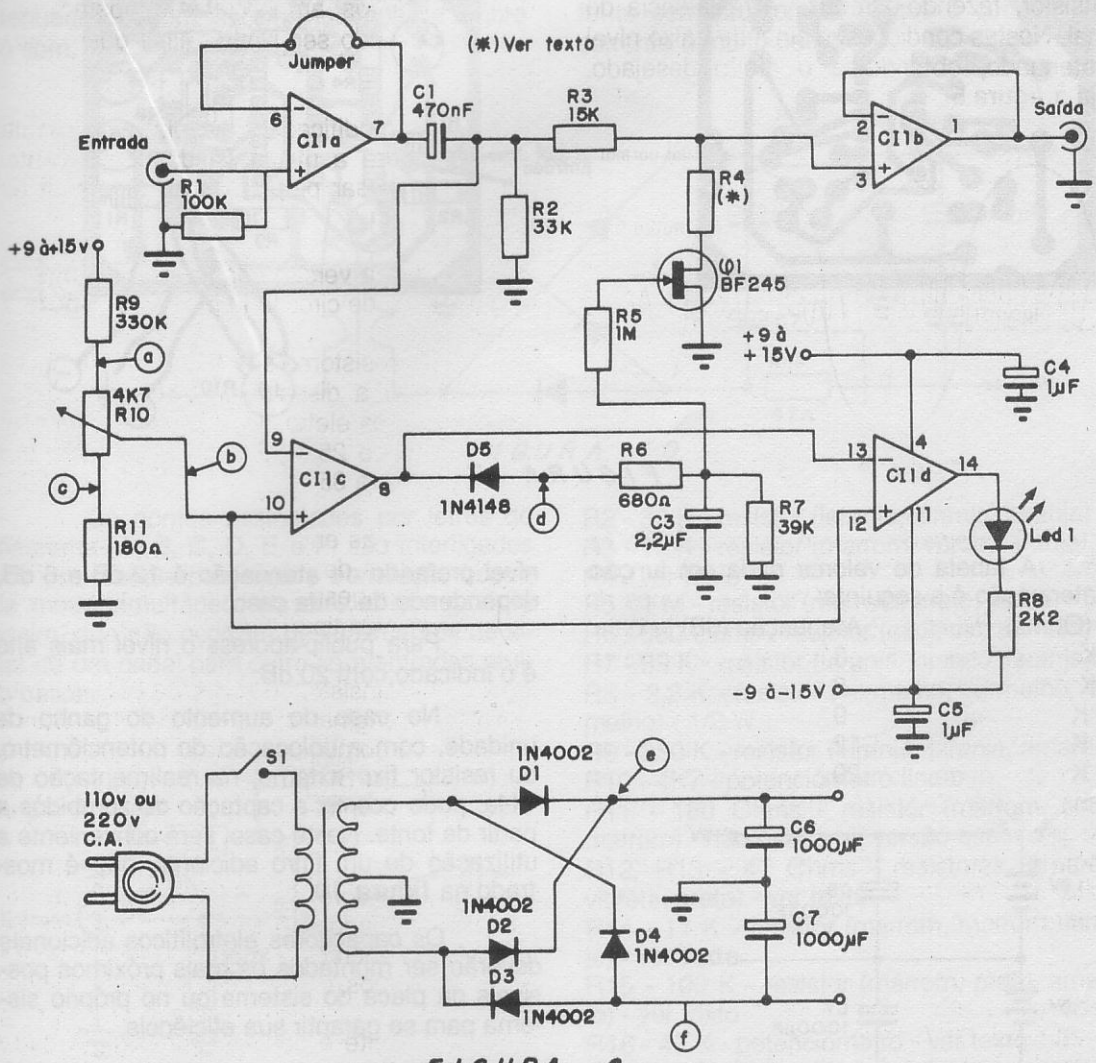


FIGURA 6

Antes de colocar o integrado no soquete, ligue a alimentação e certifique-se de que os potenciais da fonte sejam menores que 18 V e estejam na polaridade correta. Depois disso, desligue a fonte e descarregue todos os capacitores, curto-circuitando momentaneamente seus terminais. Somente depois disso é que você deve colocar o integrado em seu suporte, observando com cuidado sua polaridade.

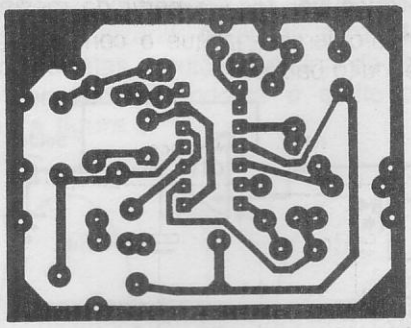
Prova e uso

Intercale o expansor entre uma fonte de sinal e um amplificador, conforme mostra a **figura 9.**

Ligue todos e atue sobre R10, de modo a obter sinal com e sem expansão, atentando para as diferenças em relação ao ruído.

O projeto deverá ser, eventualmente, alterado em função das características dos aparelhos com os quais for usado. Por este motivo é que já se prevê o emprego de um jumper no circuito de realimentação com a conseqüente troca por um potenciômetro de ajuste de ganho.

Por outro lado, a atenuação nos sinais de baixo nível também depende da fonte de sinal, daí o resistor R4 admitir diversos valores possíveis.



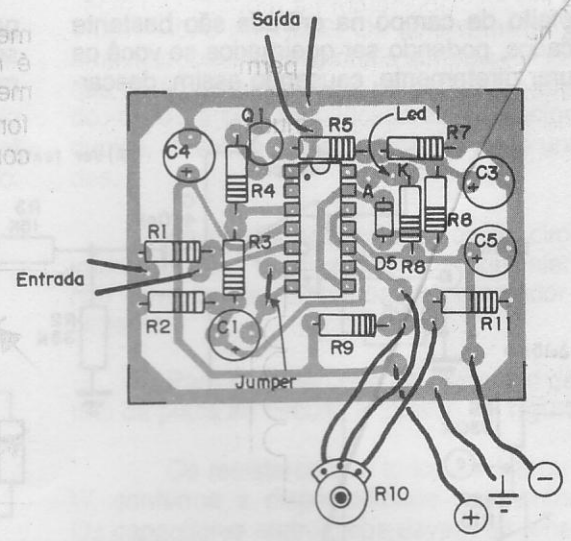


FIGURA 7

A tabela de valores dada em função da atenuação é a seguinte:

R4 (Ohms)	Atenuação (dB)
33 K	3
15 K	6
8,2 K	9
4,7 K	12
1,5 K	20

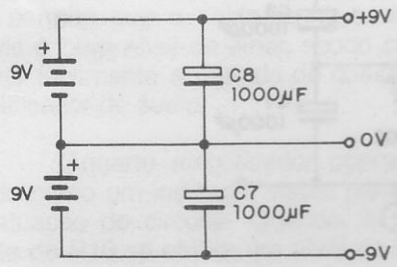


FIGURA 8

Para a audição de velhos discos fonográficos (tipo 78 RPM, por exemplo), uma atenuação de 3 dB a 6 dB é o ideal. Este mesmo nível de atenuação também é recomendado para se fazer gravações da voz ou reproduções a partir de fundos em locais barulhentos.

A cópia de filmes pode também ter uma atenuação de 3 a 6 dB para eliminação de ruídos.

Para sistemas musicais domésticos (sintonizadores, receptores, gravadores etc.) o nível preferido de atenuação é 12 dB a 6 dB, dependendo de cada caso.

Para public-address o nível mais alto é o indicado,com 20 dB.

No caso do aumento do ganho da unidade, com a colocação do potenciômetro, ou resistor fixo externo, na realimentação de CI-1a, pode ocorrer a captação de zumbidos a partir da fonte. Neste caso, será conveniente a utilização de um filtro adicional, que é mostrado na **figura 10**.

Os capacitores eletrolíticos adicionais deverão ser montados os mais próximos possíveis da placa do sistema ou no próprio sistema para se garantir sua eficiência.

Na **figura 11** mostramos uma maneira de se obter um ganho fixo de 10 vezes para a etapa de entrada com o emprego de um resistor de 100 K na realimentação.

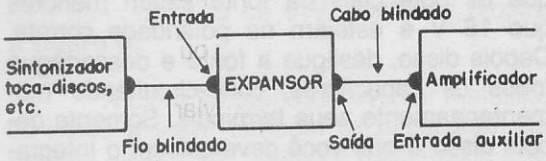


FIGURA 9

Para experimentos com música eletrônica (sintetizadores, guitarras etc.) pode-se ter efeitos especiais com a mudança da constante de tempo do circuito comparador. Neste caso, modifica-se a forma de onda (ataque e decaimento) com a mudança de timbre. Isso

pode ser conseguido com a modificação mostrada na **figura 12**.

Os potenciômetros permitirão o ajuste dos tempos de subida e descida dos sinais atenuados e, com isso, a mudança de timbre do som.

Para utilizar o sistema com equipamentos estereofônicos tudo que se necessita é montar duas unidades semelhantes. A alimentação pode ser feita a partir da mesma fonte sem problemas, já que o consumo de corrente é muito baixo.

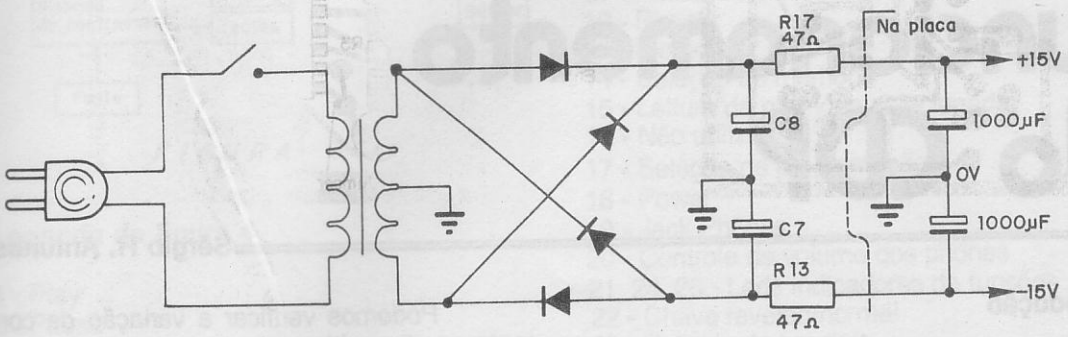


FIGURA 10

Os pontos assinalados por letras do diagrama (A, B, C, D, E e F) são interligados nos dois canais para que a atenuação ocorra de modo simultâneo nos dois, o que garante assim, que não ocorram deslocamentos de sinal de um canal para outro com entradas muito baixas

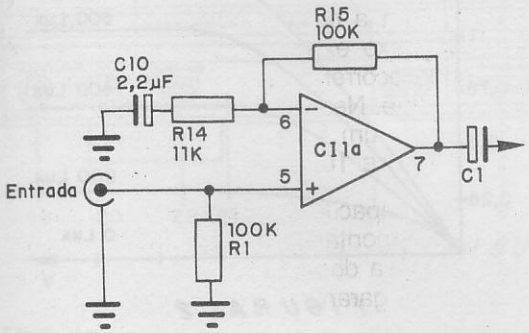


FIGURA 11

Lista de material

(Resistores 1/8 ou 1/4 W - capacitores eletrolíticos para 25 V)
D1, D2, D3, D4 - 1N4002 ou equivalente - diodos retificadores
C1 - 470 nF - capacitor de mylar
C2 - 4,7 µF - eletrolítico
C3 - 2,2 µF - eletrolítico
C4, C5 - 1 µF - eletrolíticos
C6, C7 - 1000 µF - eletrolíticos
C8, C9 - 1000 µF - eletrolíticos (ver texto)
C10 - 2,2 µF - eletrolítico
J1, J2 - jaques RCA
Led1 - led vermelho comum
R1 - 100 K - resistor (marrom, preto, amarelo)
R2 - 33 K - resistor (laranja, laranja, laranja)
R3 - 15 K - resistor (marrom, verde, laranja)
R4 - ver texto
R5 - 1 M - resistor (marrom, preto, verde)
R6 - 680 Ohms - resistor (azul, cinza, marrom)
R7 - 39 K - resistor (laranja, branco, laranja)
R8 - 2,2 K - resistor (vermelho, vermelho, vermelho) - 1/2 W
R9 - 330 K - resistor (laranja, laranja, amarelo)
R10 - 4K7 - potenciômetro linear
R11 - 180 Ohms - resistor (marrom, cinza, marrom) - não usado na versão estéreo
R12, R13 - 47 Ohms - resistores (amarelo, violeta, preto) - ver texto
R14 - 11 K - resistor (marrom, marrom, laranja) - ver texto
R15 - 100 K - resistor (marrom, preto, amarelo) - ver texto
R16 - 47 K - potenciômetro - ver texto
Q1 - 2N3819 - transístor de efeito de campo
T1 - 12 + 12 V X 100 mA - transformador

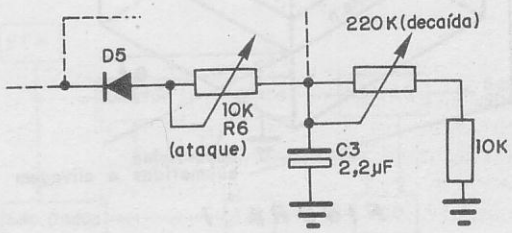


FIGURA 12

Diversos: caixa para montagem, fios, placa de circuito impresso, botões para os potenciômetros etc.

Teoria de funcionamento do CDP

Sérgio R. Antunes

Introdução

Em números anteriores apresentamos os fundamentos básicos do CDP - Compact Disc Player - cujo princípio é a leitura por meio de um foto diodo e um emissor semicondutor de laser.

A **figura 1** ilustra o esquema básico de um laser semicondutor. A emissão de luz dirigida é confinada à região de junção. A junção é excitada até que seja obtida a inversão de população (elétrons e lacunas).

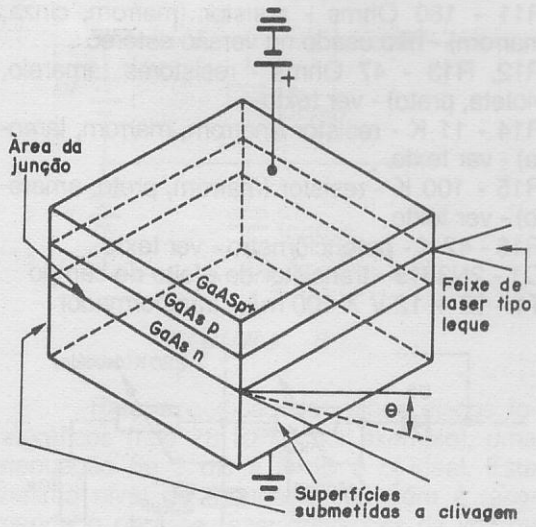


FIGURA 1

A **figura 2** ilustra o receptor ou leitor óptico, formado pelo fotodiodo. Havendo luz sobre ele, ele conduz. Quanto maior a intensidade da luz, maior a condução de corrente através do fotodiodo. A sensibilidade do fotodiodo é dado em mA/Lux.

Podemos verificar a variação da corrente no dispositivo oriunda da variação total de Lux no iluminamento.

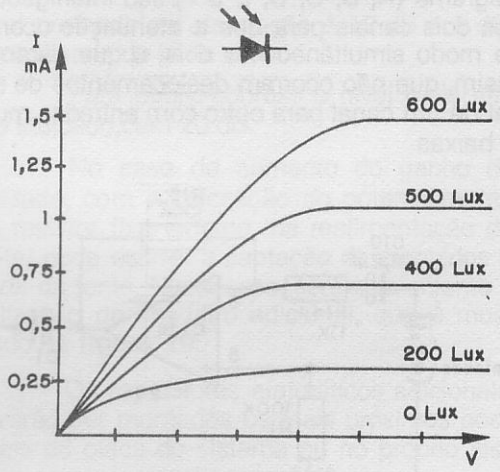


FIGURA 2

É assim que se faz a leitura do compact disc, mediante a variação luminosa recebida pelo fotodiodo que, em seguida, será decodificado.

Diagrama em blocos

Para fins didáticos, podemos dividir o circuito do compact disc player em vários blocos, conforme ilustra a **figura 3.**

Descreveremos as funções de cada um desses estágios.

Na **figura 4** ilustramos o painel frontal de um compact disc player de marca Kenwood (importado).

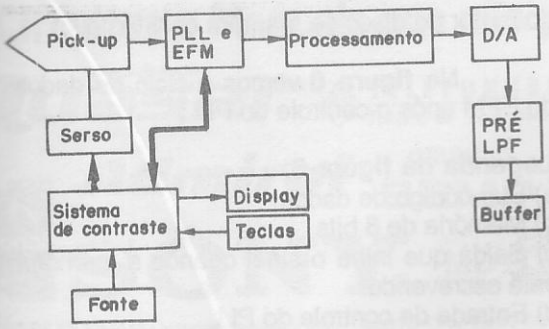


FIGURA 3

Legenda da figura 4

1 - Play
2 - Pausa
3 - Stop
4 - Avanço - FF
5 - Retrocesso - Rew
6 - Busca da próxima música
7 - Busca da música anterior
8 - Abrir/fechar bandeja
9 - Time
10 - Espaçamento de uma música a outra
11 - Pausa automática
12 - Repetir
13 - Memorizar
14 - Seleção de memória
15 - Leitura da memória selecionada
16 - Não utilizada
17 - Seleção de programação
18 - Power
19 - Jack Phones
20 - Controle de volume dos phones
21, 24, 26 - Leds indicadores de funções
22 - Chave reverso/normal
23 - Entrada da bandeja
25 - Display

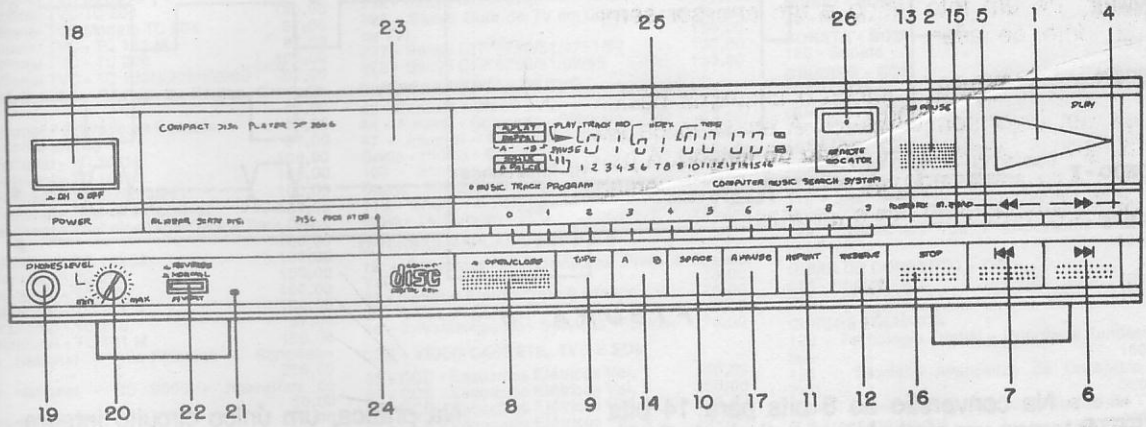


FIGURA 4

Pick-up

O pick-up é composto de um diodo laser semicondutor, um fotodiodo detector, um prisma, uma lente colimadora e uma micro lente objetiva para polarizar o feixe luminoso.

O sinal detectado pelo fotodiodo é entregue ao circuito PLL, onde será distribuído os sinais de RF e controle. Os sinais de RF contém a informação musical e os sinais de controle contêm informações para o servo.

PLL e EFM

O PLL-Phase Locked Loop (elo travado por fase) controla a fase do sistema, detectando erros de fase e realimentando-os, resultando em um circuito altamente preciso.

Na **figura 5** vemos o diagrama em blocos do PLL aplicado ao CDP.

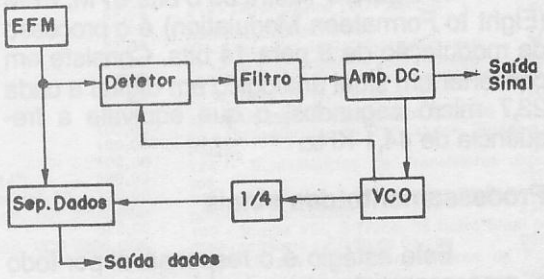


FIGURA 5

Quando a freqüência do sinal de entrada é a mesma do VCO, a tensão de saída

do amplificador DC é o valor necessário para manter o VCO amarrado com o sinal de entrada. O VCO produz na saída uma onda quadrada de amplitude fixada com a freqüência EFM.

O bloco divisor 1/4 detecta o erro da fase obtido pela divisão do VCO por 4 com a saída FM. O bloco EFM corresponde ao demodulador 8/14 bits.

O sinal resultante da divisão 1/4 produz um sinal de zero volt quando a velocidade do motor do disco se mantém constante.

Na **figura 6** vemos o ciclo de dados do EFM após o controle do PLL.

Legenda da figura 6:
a) Sub-código de dados
b) Memória de 8 bits
c) Saída que inibe o sinal quando a memória está escrevendo.
d) Entrada de controle do PLL
e) Saída de dados EFM
f) Saída de controle

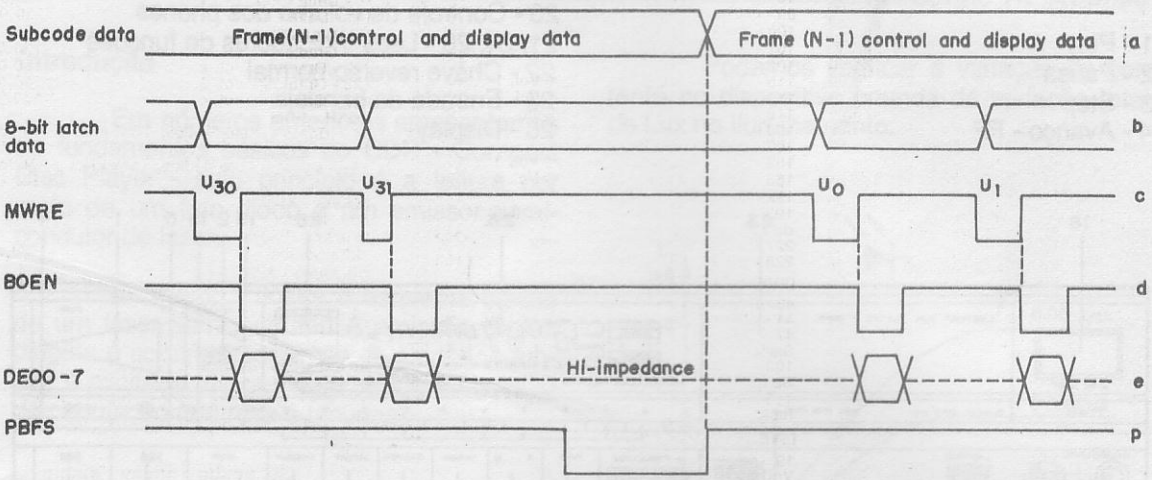


FIGURA 6

Na conversão de 8 bits para 14 bits (EFM) temos um símbolo consistindo de 8 bits localizado depois do sinal de sincronização de quadro de informação PCM, e cada um dos 8 bits é chamado canal P, Q, R, S, T, U, V e canal W.

A **figura 7** ilustra os 8 bits EFM. EFM (Eight to Formateen Modulation) é o processo de modulação de 8 para 14 bits. Consiste em converter um sinal analógico em digital a cada 22,7 micro segundos, o que equivale a freqüência de 44,1 KHz.

Processamento dos sinais

Este estágio é o responsável por todo o processamento dos sinais captados pelo pick-up e modulados pelo PLL/EFM.

Todo processamento dos bits que contém informação musical e informação de controle é realizado neste estágio.

Na prática, um único circuito integrado de larga escala de integração realiza estas funções. Na **figura 8** vemos um exemplo de CI para processamento dos sinais no compact disc player.

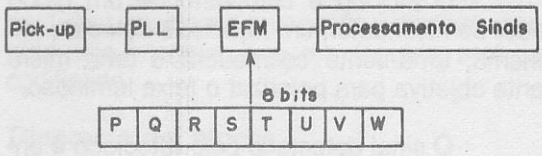


FIGURA 7

D/A

O sinal processado pelo estágio anterior é convertido em analógico através de um conversor D/A.

A **figura 9** ilustra o diagrama em blocos do conversor digital/analógico.

A tensão analógica é obtida a partir do sinal digital por um processo de integração.

Pré e LPF

Após o sinal ser convertido em analógico, o sinal é demultiplexado, obtendo os canais L (esquerdo) e R (direito). Em seguida, estes sinais são pré-amplificados e filtrados por um filtro LPF (filtro passa baixas).

Buffer

Finalmente, o sinal de áudio é amplificado por um buffer, adquirindo um ganho suficiente para excitar a entrada de áudio do amplificador de potência (outro aparelho).

Alguns compact disc players possuem saída para fones de ouvido e este é amplificado neste estágio.

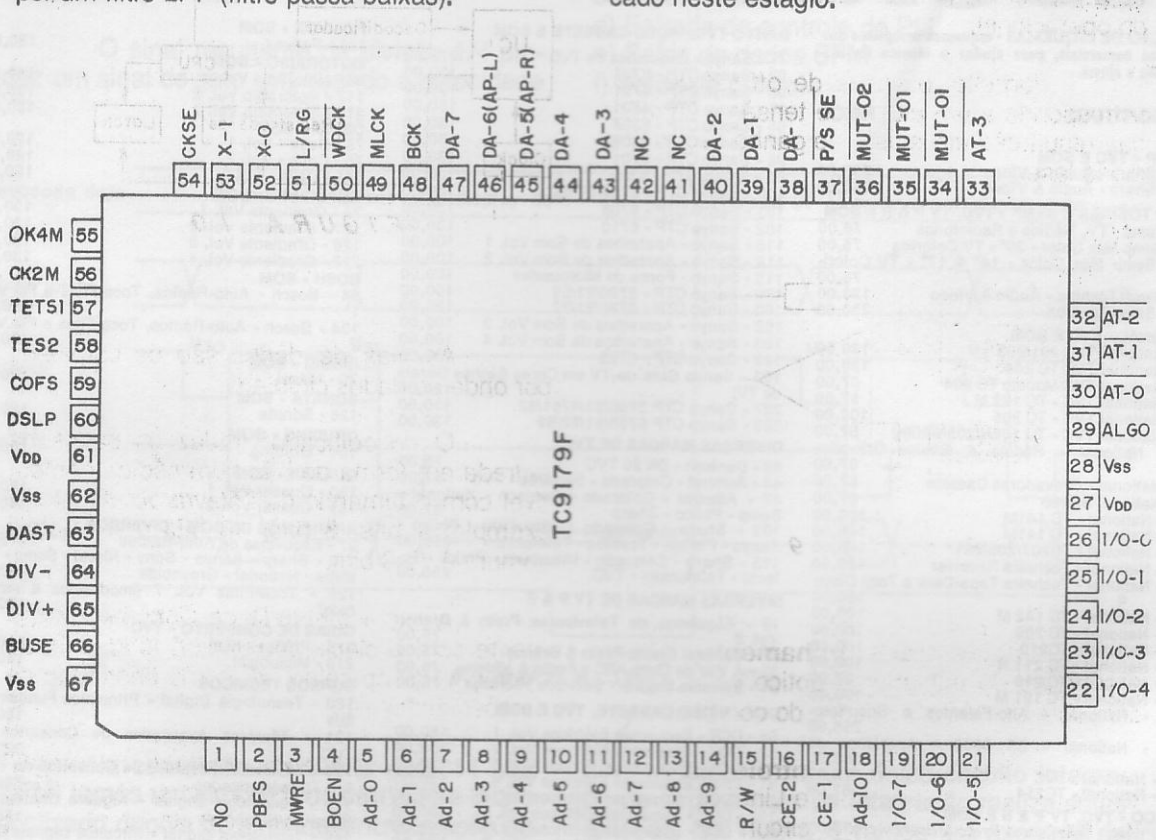


FIGURA 8

Servo e sistema de controle

O CDP, além do circuito elétrico, depende de um funcionamento mecânico, tais como motores que movimentam o disco, movimentam o pick-up (diodos laser e fotodiodos) e engrenagens.

Essa interação entre eletrônica e mecânica só é possível devido o circuito do servo e sistema de controle a microprocessador.

A rotação do motor e precisão do movimento do pick-up são constantemente verificados pelo servo e, qualquer erro ou desvio é corrigido automaticamente.

O circuito servo controla todo sistema de leitura do pick-up, devendo reduzir a zero qualquer diferença que possa existir entre o valor real e o valor de referência. O valor de referência é um código que está no próprio disco digital. Por esta razão, o circuito EFM, ao decodificar os sinais recebidos pelo pick-up distribui os sinais de referência ao circuito servo.

Os principais sinais do servo são:

- **Balanço de foco**: no caso de se utilizar mais de um diodo laser, a tensão de excitamento de cada um deles deverá ser balanceada.

- **Off set de foco**: primeiro, vamos conceituar o termo off set.

A tensão de off set de entrada é a diferença entre as tensões que devem ser aplicadas aos terminais de entrada de um amplificador operacional para se obter tensão de saída zero.

A corrente de off set é a diferença entre as correntes nos dois terminais de entrada do operacional.

Portanto, o ajuste de off set de foco corresponde a um ajuste de tensão e corrente que resultarão em ajuste de ganho do foco do diodo laser.

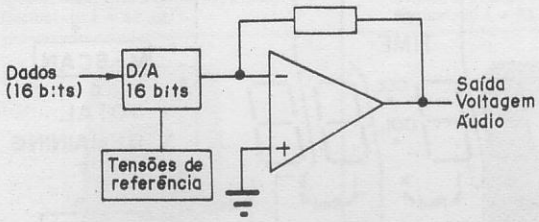


FIGURA 9

- **Servo track (trilhamento)**: efetua a correção do trilhamento óptico do diodo laser sobre as microcavidades do compact disc.

- **Sinal CLV (Controle velocidade)**: o sinal CLV (Velocidade Linear Constante) mantém a velocidade circunferencial do disco constante de aproximadamente 1,2 m/seg.

O disco é girado em aproximadamente 500 RPM próximo ao centro do disco e 200 RPM próximo da borda do disco.

Todo controle manual (feito pelo teclado) e toda informação mostrada pelo display é feito por um microprocessador.

O microprocessador, através de instruções registradas em seu Hardware, fornece os comandos que controlam o fluxo das informações e de acordo com a operação que está sendo realizada, pode modificar toda operação do aparelho.

A **figura 10** ilustra a arquitetura interna de um microprocessador dedicado.

O elemento básico do microprocessador é a CPU – Unidade Central de Processamento – (**figura 10**). A CPU é quem processa todas as funções.

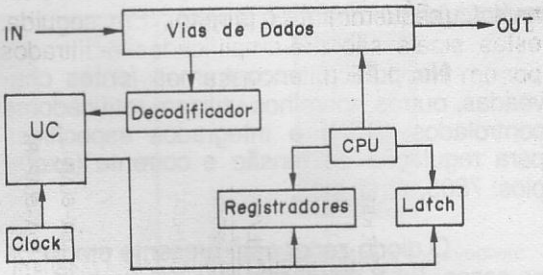


FIGURA 10

As vias de dados são os caminhos por onde os dados circulam.

O decodificador traduz os dados de entrada em forma de bits num código compatível com o tamanho da palavra do micro; por exemplo: 4 bits, 8 bits, 16 bits etc. O mais comum é de 8 bits.

A UC – Unidade de Controle - juntamente com o clock, comandam todo ciclo de operação do aparelho, tal como prioridade de funções, timer etc.

Os registradores contêm os programas e o conjunto de instruções para operação do sistema. É inalterável este conteúdo.

O Latch é uma espécie de memória disponível, que registra, enquanto o aparelho estiver ligado às operações solicitadas nas vias de dados. A CPU realiza buscas constantes nos registradores e no Latch.

Display

O display de um CDP é bem sofisticado, pois indica todo funcionamento: programa musical, operação realizada, tempo de duração de cada música, quantas músicas o disco tem etc.

A **figura 11** ilustra o display de um CDP da linha Kenwood.

O display é controlado pelo microprocessador.

Fonte de alimentação

Como todo aparelho eletrônico, para um perfeito funcionamento, necessita de uma boa fonte de alimentação.

No CDP isto também é levado com muito cuidado durante o projeto.

Na prática, encontramos fontes chaveadas, outros aparelhos utilizam retificadores controlados (SCR) e integrados especfficos para regulação de tensão e corrente (exemplos: 7805, 7812 etc.).

O diodo zener está presente em todos os casos. Se a voltagem de entrada do circuito regulador diminuir, a voltagem, através do zener, também diminui. Para um acréscimo de voltagem, a corrente do zener é aumentada. Este acréscimo na corrente do zener provoca um acréscimo na corrente total do circuito. Logo teremos uma queda de tensão no resistor da fonte, reduzindo a tensão de saída. Neste caso, o zener apresenta baixa resistência.

Considerações finais

Analisando o diagrama em blocos da **figura 3** podemos observar que o CDP é um equipamento complexo, principalmente pela operação do pick-up onde encontramos o foco laser.

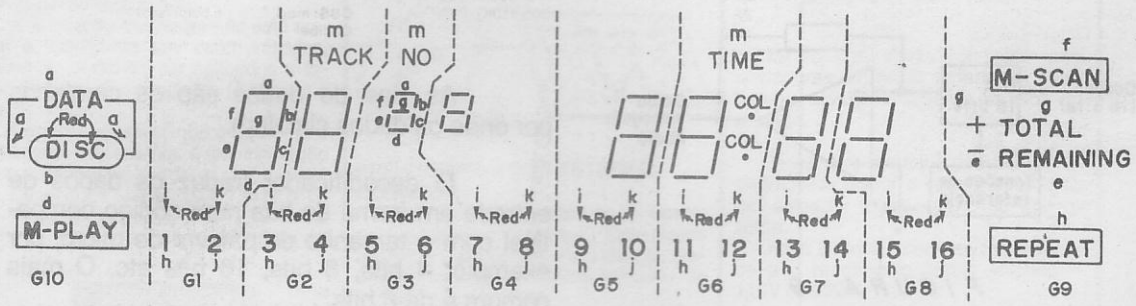
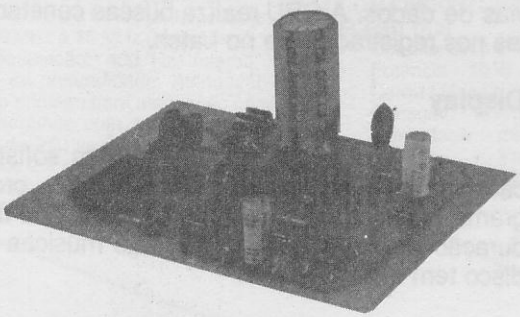


FIGURA 11

Aqui no Brasil não temos ainda um laboratório que permita consertar o pick-up. Neste caso, quando for comprovado que o defeito é neste estágio, substitui-se por completo esta seção.

Os avanços tecnológicos estão cada vez mais próximos de nós. No entanto, hoje (marque dia, hora e minuto), podemos afirmar que o compact disc player é a "última" conquista da tecnologia em matéria de som.

KIT FONE CONTROL



Módulo Básico ... **Cz$ 1.880,00**
IFC1 ..... **Cz$ 490,00**
IFC2 ..... **Cz$ 650,00**
IFC3 ..... **Cz$ 810,00**

Finalmente o kit que estava faltando no mercado!

Você agora pode ligar e desligar aparelhos, que podem estar a milhares de quilômetros de onde você está, realizando apenas uma ligação telefônica!

O FONE CONTROL consta de um módulo básico e as interfaces à seguir:

IFC1 - permite apenas ligar (deixando o telefone dar 2 toques)

IFC2 - permite ligar e desligar (deixando o telefone dar dois toques)

IFC3 - liga e desliga após duas chamadas, para maior segurança (deixando o telefone dar dois toques em duas chamadas distintas)

Para pedidos via Reembolso Postal, use a carta resposta comercial da página 80.

O COMPONENTE

µA 7900

Reguladores de tensão

Analisaremos as características e aplicações dos integrados da série µA7900 (Fairchild), que consistem em reguladores de tensão negativos para correntes de 1A. Estes componentes são conseguidos em encapsulamento plástico de 3 terminais (TC220) na faixa de tensões que vai de 5 a 24 Volts.

Estes componentes são complementos dos reguladores da série 7800, que são reguladores positivos de tensão, apresentando, portanto, características semelhantes, e podendo ser usados nos mesmos tipos de projetos, exceto pelo fato de permitirem a ligação do positivo à massa, fazendo a regulagem da tensão negativa.

Na **figura 1** temos o invólucro com a identificação dos terminais deste integrado que, conforme vemos, diferem dos 7800, já que não temos mais o negativo no meio (comum).

São os seguintes os tipos que podem ser obtidos para esta série, onde os dois últimos algarismos da especificação indicam a tensão de saída.

7905	- 5 V
7906	- 6 V
7908	- 8 V
7912	-12 V
7915	-15 V
7918	-18 V
7924	-24 V

Estes integrados possuem faixas definidas para as tensões máximas e mínimas de entrada que são dadas a seguir:

Tensões de entrada

	max	min	V
7905	-30	- 8,0	V
7906	-21	- 9,0	V
7908	-23	-11	V
7912	-27	-15,5	V
7915	-30	-16,5	V
7918	-33	-22	V
7924	-38	-27	V

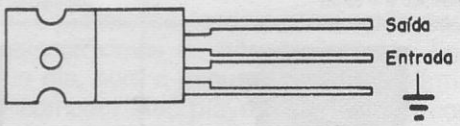


FIGURA 1

Para todos os integrados da série valem as seguintes especificações gerais:

- Proteção interna contra curto-circuito na saída
- Corrente máxima de saída = 1 A
- Dissipação interna limitada

Damos a seguir alguns circuitos típicos de aplicação.

Circuitos

Na **figura 2** temos a aplicação típica desses integrados em fontes de alimentação com positivo à massa.

Os integrados em todos os casos devem ser dotados de radiadores de calor, e os

capacitores eletrolíticos determinam a filtragem.

A rejeição de ripple para esta fonte supera em todos os casos os 60 dB.

Na **figura 3** temos um regulador de corrente, ou seja, uma fonte de corrente constante, que pode ser empregada na carga de acumuladores de chumbo-ácido de pequeno porte, ou baterias de nicádmio.

A corrente de saída é obtida dividindo-se a tensão do regulador empregado (5 Volts) pelo valor da resistência R1.

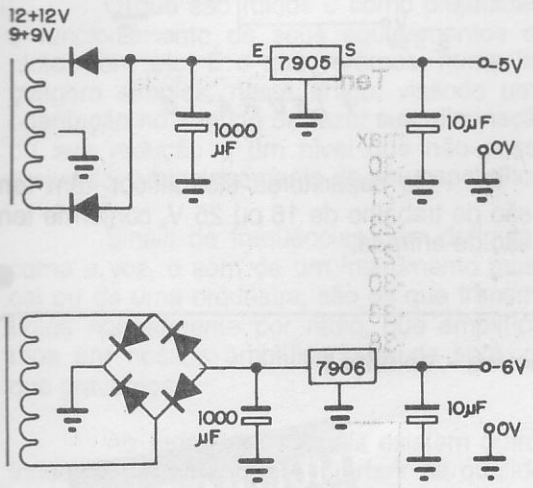


FIGURA 2

Desprezamos a corrente quiescente (polarização), que se soma à corrente de saída, já que seu valor é bastante baixo (1 mA tipicamente).

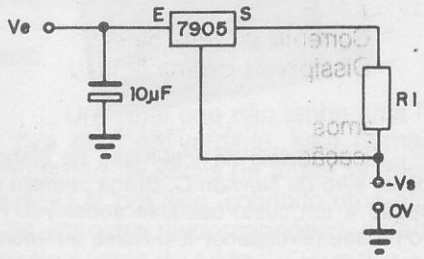


FIGURA 3

Para se obter uma regulagem de tensão sob regime de corrente maior que a máxima do integrado, podemos empregar o circuito da **figura 4.**

O transístor é um 2N3055, e a corrente obtida em função de R1 é dada pela fórmula:

$$R1 = V_{BE}/I_{reg}$$

Onde: V_{BE} é a tensão base-emissor do transístor

I_{reg} é a corrente do regulador

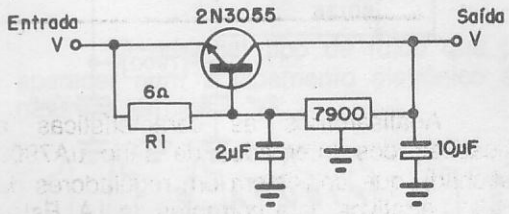


FIGURA 4

$$I_Q = B \times I_{reg}$$

Onde: IQ é a corrente de saída do circuito

B é o ganho do transístor

Naturalmente, o transístor deve ser dotado de radiador de calor, assim como o integrado.

O resistor de 6 Ohms deve ter dissipação compatível com o calor nele desenvolvido.

Na **figura 5** temos um circuito de potência com proteção adicional externa para o transístor, contra curto-circuito na saída.

A corrente de curto-circuito é determinado em função do valor de Rsc pela fórmula:

$$Rsc = V_{be}/Isc$$

Onde: Vbe é a tensão base emissor de Q2

Isc é a corrente de curto-circuito

Observe que este circuito tem o positivo a massa, o que significa que, como os demais, a regulagem é negativa.

Finalmente, na **figura 6** temos uma configuração que permite obter tensões variáveis entre -0,5 e -10 V, usando um amplificador operacional que deve ser dotado de fonte simétrica.

Veja que podemos ter ramo idêntico para a regulagem positiva e, com isso, projetar uma excelente fonte simétrica.

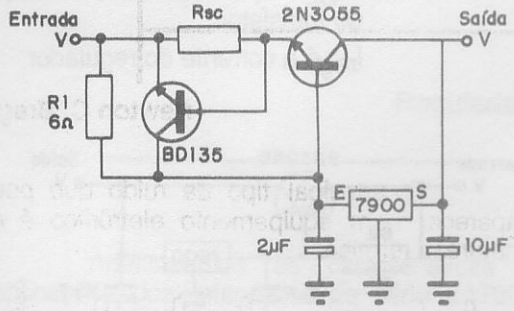


FIGURA 5

O potenciômetro de 10 K permite o ajuste da tensão de saída.

O integrado 7905 deve ser montado em radiador de calor, e os resistores são todos de 1/8 ou 1/4 W.

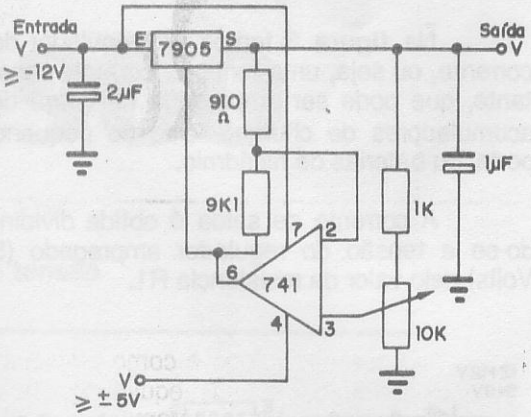


FIGURA 6

Os capacitores eletrolíticos têm tensão de trabalho de 16 ou 25 V, conforme tensão de entrada.

●

Tudo sobre multímetros - Volume 1

Este é o nome do livro que está sendo lançado e que contém no seu primeiro volume a maneira de se fazer provas, medidas, testes de componentes e circuitos usando multímetros. Este livro também descreve os principais tipos de multímetros comerciais da Icel-Kaise e analisa os seus usos.

Trata-se pois, de uma obra completa sobre multímetros.

São os seguintes os principais assuntos abordados neste livro:

- Aplicações para o multímetro
- O que é um multímetro
- Como escolher um multímetro
- Como usar o multímetro
- Medidas de grandezas elétricas
- O multímetro na prova de componentes

São analisados 56 provas diferentes de componentes, com explicações dos porquês de cada procedimento. Trata-se de uma obra ideal para quem possui um multímetro (ou ainda não possui) e pretende usá-lo com todos os seus recursos.



O patrocínio da Icel-Kaise na elaboração deste livro de Newton C. Braga permitiu sua impressão a um custo bastante acessível. Procure-o no seu revendedor Icel-Kaise ou escreva para esta Editora.

Esta obra pode ser enviada por Reembolso Postal (use o cupom da última página desta revista) pelo preço de Cz$ 210,00 mais as despesas postais.

Ruídos

Newton C. Braga

O que são ruídos e como prejudicam o funcionamento de seus equipamentos de rádio, som etc. É o que veremos, numa linguagem simples, neste artigo, visando uma orientação no sentido de fazer sua eliminação ou sua redução a um nível que não possa prejudicar o funcionamento de seus aparelhos.

Sinais de freqüências bem definidas, como a voz, o som de um instrumento musical ou de uma orquestra, são os que transmitimos normalmente por rádio, que amplificamos em nossos amplificadores de som, ou que gravamos.

Ao lado destes sinais existem outros indesejáveis que podem interferir na qualidade de reprodução, aparecendo quando quisermos sintonizar nosso programa preferido, ouvir uma fita ou um disco.

Se bem que o termo ruído em eletrônica tenha um significado mais restrito, vamos fazer uma análise e separar muito bem o que ocorre em cada caso quando ruídos, roncos ou interferências prejudicam o funcionamento de um equipamento de som.

Ruído

Um sinal que não tenha uma freqüência fixa que, na verdade, seja formado pela composição de sinais de todas as freqüências possíveis e, por isso, cobrindo uma ampla faixa do espectro eletromagnético, caracteriza o que chamamos de ruído.

Na **figura 1** temos a representação de um sinal de forma de onda definida, que pode ser o som de um instrumento musical quando comparada a de um ruído.

O principal tipo de ruído que pode aparecer num equipamento eletrônico é de natureza térmica.

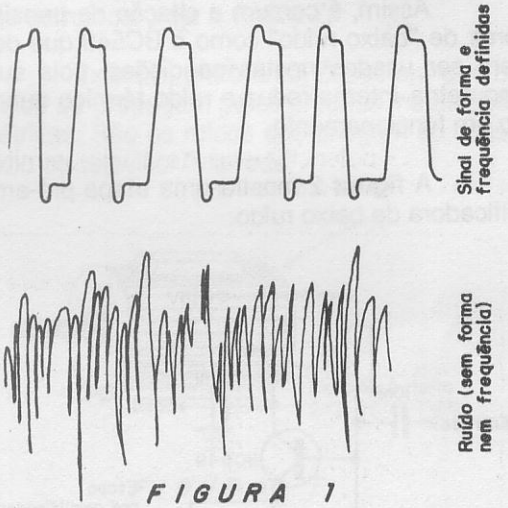


FIGURA 1

A agitação dos átomos de um corpo em vista do fato dele não estar no zero absoluto de temperatura, gera um sinal elétrico, pois os elétrons começam a saltar e recombinar-se numa certa velocidade, gerando com isso, pulsos aleatórios de corrente.

Numa válvula eletrônica que tabalha quente, o nível de ruído térmico pode ser elevado mas, mesmo nos transístores, este ruído existe, e pode ser facilmente constatado.

Abrindo o volume de um amplificador notaremos uma espécie de chiado do mesmo tipo que ouvimos quando colocamos uma concha do mar no ouvido.

Este ruído corresponde a pulsos individuais de elétrons, que se movimentam pela

ação térmica. No caso da concha no seu ouvido, o chiado que dizemos ser o "ruído do mar" corresponde ao choque amplificado de moléculas de ar, que estão em constante vibração e que batem na membrana do seu ouvido (tímpano).

Veja, então, que existe um limite para a amplificação de um sinal num circuito quando, então, o efeito do "ruído branco" pode aparecer.

É por este motivo que, nos circuitos amplificadores de áudio, que trabalham com sinais muito fracos, cuja intensidade pode ser da mesma ordem que o sinal de ruído produzido pelo próprio circuito, precisamos usar componentes especiais em configurações também especiais.

Assim, é comum a citação de transístores de "baixo ruído" como o BC549 que devem ser usados nestas condições, pois sua geometria interna reduz o ruído térmico quando em funcionamento.

A **figura 2** mostra uma etapa pré-amplificadora de baixo ruído.

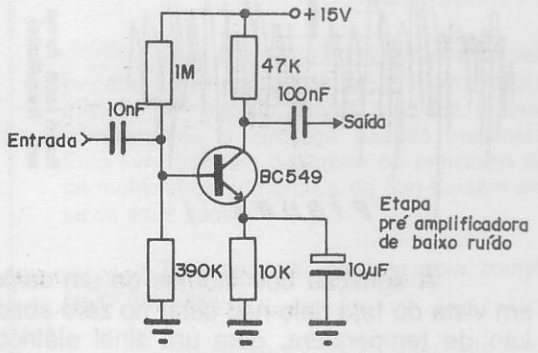


FIGURA 2

Os próprios componentes também devem ser escolhidos com cuidado. Os resistores de carvão, por exemplo, são mais ruidosos que os de película metálica. Assim, se precisarmos reduzir ao máximo o nível de chiado num pré-amplificador de altíssimo ganho, será conveniente preferir os resistores de película metálica em lugar dos resistores de carvão ou carbono.

Outro recurso consiste na própria redução da intensidade das correntes com que trabalha a etapa de pré-amplificação de áudio.

Uma corrente mais intensa num transístor amplificador aquece-o e o aquecimento aumenta a agitação térmica, de modo a haver a produção de mais ruído. Utiliza-se, em alguns casos, transístores polarizados de tal modo que suas correntes sejam as menores possíveis, quando se deseja uma etapa de baixo nível de ruído.

Nos circuitos receptores de rádio, a agitação térmica somada a presença de cargas estáticas também induz ruídos que aparecem na recepção. Podemos facilmente perceber este ruído na faixa de FM, colocando o receptor fora de estação. Aparece, então, um "chiado" que corresponde ao que dissemos. Veja a **figura 3**.

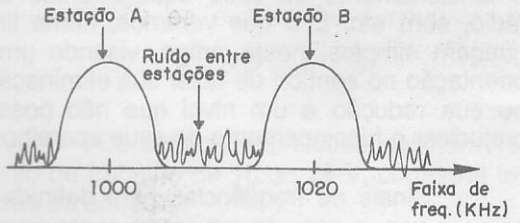


FIGURA 3

Não é possível reduzir este chiado, pois ele é inerente ao espaço que nos rodeia, de modo que, se quisermos ter uma recepção conveniente de um sinal qualquer, este sinal precisa ser mais intenso que a intensidade média deste ruído.

Se o sinal for muito fraco, como ocorre em alguns casos de recepção distante e tentarmos amplificá-lo, o ruído também será amplificado e os resultados serão desastrosos. Veja a **figura 4**.



FIGURA 4

Os circuitos expansores são uma solução para a recepção de sinais com baixas intensidades. Estes circuitos apresentam menor ganho para os sinais mais fracos e maior ganho para os que estejam acima de certo valor limite. Podemos, deste modo, utilizando

um expansor, aumentar a diferença que existe entre o sinal e o ruído e, assim, obter uma recepção melhor, conforme mostra a **figura 5**.



FIGURA 5

Em televisão, o ruído pode chegar a ser suficientemente intenso para sobrepor-se em seus picos ao sinal de vídeo. Nestas condições aparecem os chamados chuviscos, que são pequenos traços que se sobrepõem a imagem. Veja a **figura 6**.

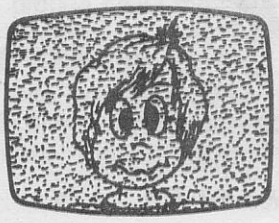


FIGURA 6

A utilização de uma boa antena pode recolher mais sinal da estação e, assim, melhorar a diferença que existe entre o sinal e o ruído (relação sinal/ruído maior) mas, nem sempre esta solução é possível. O uso de um amplificador pode, em alguns casos, também aumentar o ruído, o que significa que teremos em lugar de uma imagem fraca com chuviscos, uma imagem amplificada com chuviscos também amplificados!

A atmosfera da terra, com sua agitação é uma enorme fonte de ruídos de natureza elétrica.

Cada pequena descarga elétrica que corresponde a uma movimentação de cargas é uma fonte de sinal de rádio que se propaga pelo espaço.

Quando acionamos um interruptor, quando a vela de um carro emite uma faísca ou quando há um raio entre nuvens numa tempestade, ocorre a produção de um sinal de rádio que seu receptor pode captar e amplificar.

Estes ruídos elétricos são uma fonte de preocupações para as telecomunicações, havendo, inclusive, normas para sua redução.

Ligue seu rádio durante uma tempestade e veja de que modo a cada faísca corresponde um estalido.

Para os ruídos que se propagam pelo espaço a única maneira que temos para evitar que eles interfiram na nossa recepção de rádio é eliminá-los na fonte. Motores, lâmpadas fluorescentes, aparelhos de solda de arco, máquinas industriais devem ser dotados de filtros e de ligações à terra para evitar a produção de ruídos. Veja a **figura 7**.

Existem, entretanto, casos em que os ruídos se propagam pelas próprias instalações elétricas. São os ruídos que chegam ao nosso rádio ou televisor "via rede".

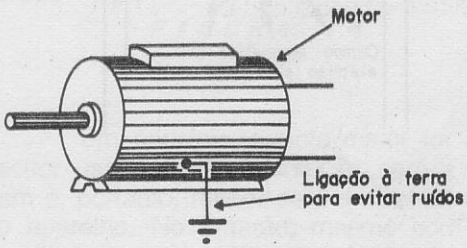


FIGURA 7

Para estes, temos uma proteção possível, que consiste na utilização de filtros.

Na **figura 8** temos um exemplo de filtro que pode ser usado com televisores, rádios de AM e FM ou transceptores.

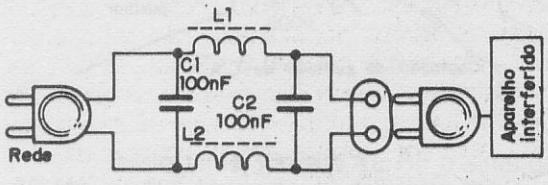


FIGURA 8

O fio enrolado no bastão de ferrite deve ser tanto mais grosso quanto maior a

corrente exigida pelo aparelho interferido. Os capacitores devem ser de poliéster ou cerâmica com tensão de trabalho de pelo menos 450 V se sua rede for de 110 V, e pelo menos 600 V se sua rede for de 220 V.

Este filtro "curto-circuita" os ruídos que vêm pela rede, evitando que interfiram no seu televisor ou rádio com a produção de ruídos desagradáveis ou chuviscos.

Ronco de CA

Muitos confundem o ronco de corrente alternada (CA) com ruído. Não se trata propriamente de ruído, pois sua freqüência é bem definida e sua amplitude é constante.

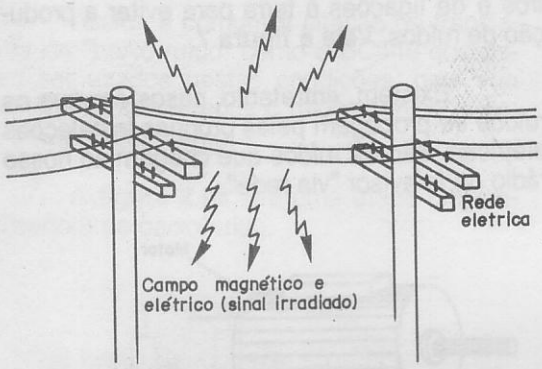


FIGURA 9

Como o ronco de CA prejudica o funcionamento de certos equipamentos de áudio, falaremos dele, dando algumas informações que permitam sua redução ou eliminação.

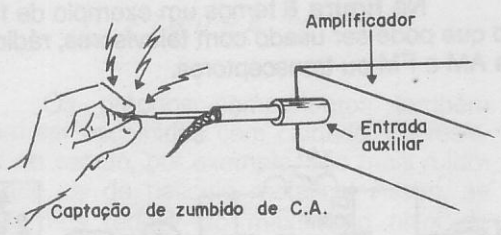


FIGURA 10

Sua origem é a seguinte: toda energia que recebemos em nossas casas e estabelecimentos vem da rede de distribuição de corrente alternada que opera, no Brasil, numa freqüência de 60 Hz. Assim, todos os fios da rede elétrica formam uma enorme antena que irradia um sinal nesta freqüência. Este sinal é então captado por qualquer corpo condutor que esteja nas suas proximidades. Veja a **figura 9.**

Se amplificado, este ronco resulta num sinal que, ao ser aplicado a um alto-falante, produz um som de mesma freqüência. O leitor pode facilmente fazer uma experiência para verificar a natureza deste ronco: encoste o dedo no fio de entrada (vivo) de qualquer amplificador de áudio, conforme mostra a **figura 10.**

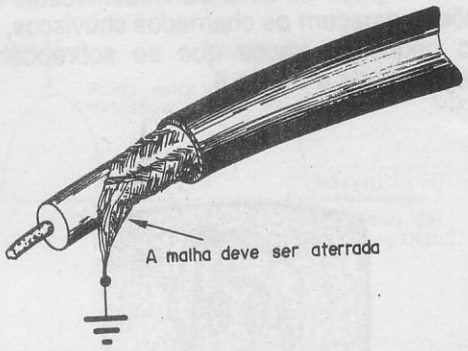


FIGURA 11a

Seu corpo "capta" este ronco e o aplica ao amplificador que se encarrega de aumentar sua intensidade aos níveis que permitam a sua reprodução no alto-falante.

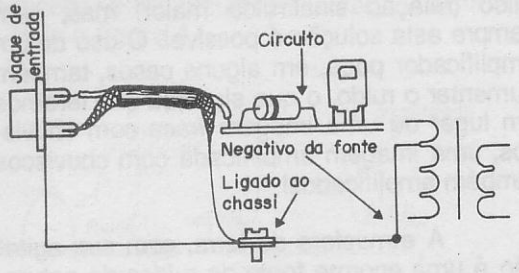


FIGURA 11b

Num circuito de áudio que tenha problemas de blindagem, o ronco pode aparecer sobreposto ao sinal. O que ocorre é que as próprias partes do circuito podem captar o sinal em questão amplificando-o.

É por este motivo que todos os cabos de entrada de sinal (microfone, toca-discos, toca-fitas, captador para guitarra etc.) devem ser blindados, conforme mostra a **figura 11A**.

A blindagem impede que ocorra a indução dos 60 Hz na entrada do amplificador e com isso o problema de ronco.

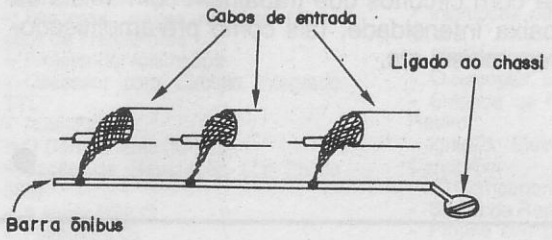


FIGURA 12

A própria caixa metálica de um equipamento de som funciona como blindagem desde que seja aterrada. Este aterramento pode ser feito aproveitando-se um dos pólos da fonte de alimentação, por exemplo, o negativo, conforme mostra a **figura 11B**.

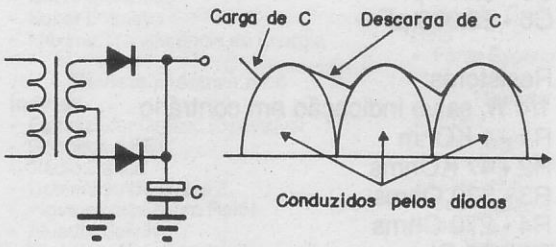


FIGURA 13

Uma boa prática que ajuda na redução do ronco, evitando sua captação, consiste em se empregar uma "barra ônibus" para a ligação a terra. Trata-se de um condutor grosso único, onde são ligados todas as blindagens de cabos de entrada de sinal, conforme mostra a **figura 12**.

A baixa resistência desta barra evita que possam ser induzidos alguns microvolts que sejam criados e, como isso, sua amplificação resultar em roncos.

No próprio equipamento pode haver uma fonte poderosa de zumbidos, ou ronco, de CA que é a própria fonte de alimentação.

Numa fonte típica, como mostra a **figura 13**, o capacitor deve carregar-se e descarregar-se em cada ciclo de condução dos diodos, ocorrendo assim uma variação da tensão de saída de 60 Hz ou 120 Hz.

Se a amplitude desta tensão de carga e descarga for muito grande, isso se traduz num sinal que é amplificado pelos circuitos.

A utilização de capacitores e mesmo outros elementos na filtragem é fundamental para que a própria fonte não seja responsável pela indução de roncos.

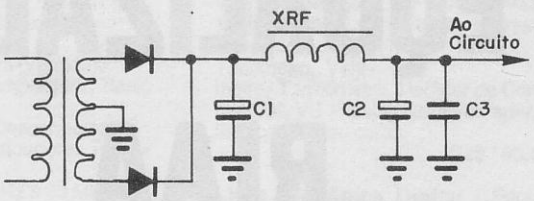


FIGURA 14

Em princípio, quanto maior for o capacitor usado na fonte, melhor será a filtragem e, portanto, menor será o nível de ronco no aparelho. No entanto, mesmo com uma boa filtragem podem ocorrer problemas.

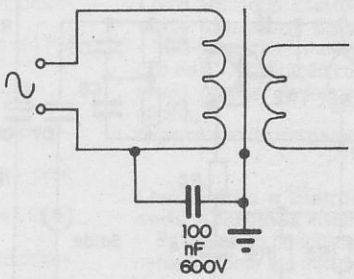


FIGURA 15

Assim, num circuito de RF o sinal de 60 Hz ou 120 Hz pode modular, via fonte, a portadora e aparecer na transmissão. O capacitor eletrolítico da fonte que apresenta uma baixa impedância para a corrente da rede é indutivo para altas freqüências e não as desa-

copla. Um capacitor adicional e, eventualmente, um choque de RF intercalado entre a fonte e o circuito alimentado pode ser necessário neste caso, conforme mostra a **figura 14**.

O próprio transformador da fonte, com seu campo magnético, pode consistir numa fonte de roncos. As correntes de Foucalt induzidas no núcleo do transformador passam para o circuito aparecendo na forma de ronco numa gravação, transmissão ou reprodução.

A ligação de um capacitor de 100 nF entre o transformador (carcaça) e o primário pode desacoplar o circuito, facilitando assim, a eliminação dos roncos. Veja a **figura 15**.

Conclusão

Ruídos ou roncos, o importante é saber como proceder em cada caso para sua eliminação. Os casos que vimos são os mais comuns, mas existem muitos outros. A análise do funcionamento do aparelho, o planejamento de sua construção são fundamentais para que se evitem problemas. Muito cuidado deve pois, ser tomado pelo montador, principalmente com circuitos que trabalham com sinais de baixa intensidade, tais como pré-amplificadores, mixers etc.

EQUALIZADOR RIAA

A. Fanzeres

O circuito deste equalizador é bem simples e pode ser realizado em uma tarde de folga. Pode operar com tensões de 12 a 24 Volts e a correção que oferece é do padrão RIAA.

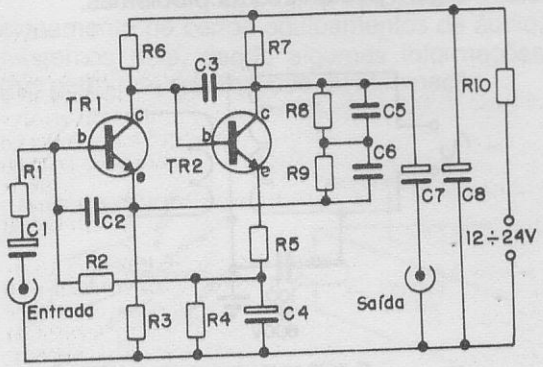


FIGURA 1

Lista dos materiais

Capacitores:
C1, C4, C7 e C8 - eletrolítico, 10 µF X 25 V
C2 - 150 pF
C3 - 150 pF
C5 - 6.800 pF
C6 - 22.000 pF

Resistores:
1/4 W, salvo indicação em contrário
R1 - 1 KOhm
R2 - 47 KOhms
R3 - 330 Ohms
R4 - 270 Ohms
R5 - 82 Ohms
R6 - 68 KOhms
R7 - 3,3 KOhms
R8 - 12 KOhms
R9 - 150 KOhms
R10 - 100 Ohms

Transistores:
TR1, TR2 - AM523, BC149, BC169, MPS6521, BC109, SK3134, GE62, 2N930, BC549

O receptor, esse desconhecido VIII

Receptor de FM - Sintonizador

Josir Cavalcanti

Em artigo anterior havíamos descrito sumariamente o funcionamento dos receptores de FM e mencionado o fato de que o sistema favorito de recepção é o super-heteródino, com a conversão da portadora, na faixa de 88 a 108 MHz, para a FI de 10,7 MHz.

Naquela oportunidade, estudando o funcionamento e detalhes construtivos do amplificador de FI e dos demoduladores de FM.

Agora, analisaremos o funcionamento e detalhes construtivos do sintonizador, o estágio encarregado de sintonizar a emissora que desejamos ouvir, amplificar o sinal captado na antena e convertê-lo na FI, mediante a heterodinação com o sinal produzido pelo oscilador local.

O processo todo é exatamente igual como nos receptores de AM, sendo a maior diferença a facilidade com que o sinal produzido pelo oscilador local se irradia, o que impede o emprego de conversores simples, em que um único transístor atue como amplificador de RF, oscilador e misturador a um tempo só.

Nos receptores de AM com conversor, ocorre a irradiação do sinal do oscilador local, porém, esta irradiação tem alcance reduzido e não chega a perturbar o funcionamento de outros receptores de AM, mesmo assim, um sistema de teste de receptores de AM, para determinar se o conversor está oscilando, ou não, consiste em aproximá-lo de um receptor em funcionamento e girar lentamente o botão de sintonia.

Caso o conversor esteja oscilando normalmente, a RF que produz será captada pelo receptor em funcionamento sob a forma de apitos que se sobreporão ao sinal de áudio no alto-falante. O teste se torna mais acurado se o receptor em funcionamento estiver fora de estação e não for muito ruidoso.

Devido a este efeito, é praticamente obrigatório o emprego de uma etapa amplificadora de RF entre a antena e o misturador ou oscilador-misturador, que não só amplifica o sinal entregue pela antena como também isola a antena do oscilador local, impedindo, desta forma, a irradiação.

Em decorrência disto, o sintonizador assume as configurações ilustradas na **figura 1**, amplificador de RF, oscilador local e mixer, ou da **figura 2**, onde encontramos apenas as etapas amplificadoras de RF e oscilador-misturador.

O circuito da **figura 1** tem duas variantes: na primeira se utiliza um capacitor variável com três secções, tornando sintonizada tanto a entrada como a saída do amplificador de RF. Na segunda, apenas a saída é sintonizada, sendo o circuito de entrada fortemente amortecido de modo a dar passagem aos sinais entre 88 e 108 MHz.

Os transístores utilizados como misturadores devem apresentar máximo ganho em 10,7 MHz, de modo que, em princípio, um transístor com freqüência de transição de 20 MHz, aproximadamente, seria perfeitamente utiiizável mas, normalmente, se empregam os

mesmos tipos usados como osciladores e amplificadores de RF, ou eja, o BF494 e seus equivalentes.

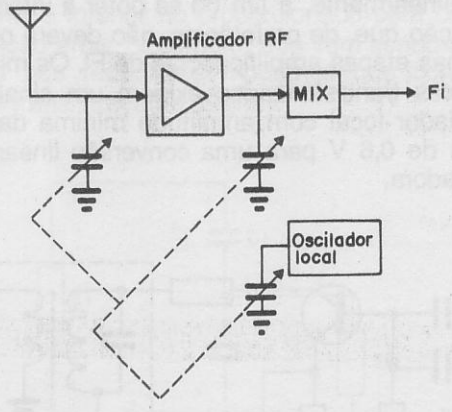


FIGURA 1

Na posição amplificador de RF, a tendência atual é de empregar transístores de efeito de campo. Os sintonizadores de TV, que operam, praticamente, do mesmo modo, atualmente têm um BI-FET (MOS-FET) como amplificador de RF na entrada, devido a seu alto ganho e reduzido fator de ruído. Um outro efeito desejável nos sintonizadores de TV é uma boa atuação do controle automático de ganho que, nos sintonizadores de FM pode ser dispensado.

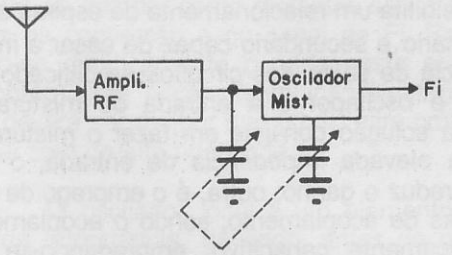


FIGURA 2

A sintonia, propriamente dita, pode ser feita por meio de capacitores variáveis, diodos varicap ou permeabilidade variável. Este último sistema, também usado em AM, normalmente, é adotado em auto-rádios para prevenir a microfonia causada pela vibração das placas dos capacitores variáveis, quando o veículo estivesse em movimento. A trepidação causada por uma estrada em mau estado faria as placas vibrarem com o efeito da microfonia, de sorte que os receptores portáteis, ou de uso domiciliar, normalmente, adotam o capacitor variável. Receptores experimentais vêm usando o diodo varicap, sendo a sintonia feita por tensão.

A maior parte dos receptores produzidos comercialmente, ou são exclusivamente de AM, ou são AM/FM, praticamente inexistindo os receptores só de FM. Os receptores AM/FM, como dissemos no artigo anterior, podem ter circuitos de Rf totalmente independentes para cada faixa, ou aproveitarem alguns transístores, tanto para a recepção em AM como em FM. Devido à enorme diferença de freqüência da portadora de FM para a de AM, via de regra, os transístores do sintonizador de FM são independentes dos transístores do sintonizador de AM, porém, é utilizado um capacitor variável em tandem, com duas secções para AM (antena e osciladora) e duas ou três secções para FM. Os receptores portáteis, para reduzirem o volume do variável, têm apenas quatro secções, duas de AM e duas de FM, ao passo que os sintonizadores utilizados em ampliceptores e sistemas de som empregam grandes variáveis com cinco ou seis secções dotados, inclusive, de engrenagens de redução.

Antes de entrarmos em detalhes construtivos do sintonizador de FM, será interessante observarmos que as elevadas freqüências usadas para a radiodifusão em FM obrigam o montador a tomar muitos cuidados, especialmente com o lay-out do circuito, pois a disposição inadequada dos componentes ou aterramentos mal feitos, ou mal posicionados, podem provocar oscilações, perda de rendimento e acoplamentos indevidos.

Em contra-partida, essas mesmas freqüências exigem bobinas com poucas espiras, que podem ser facilmente construídas em casa, o que torna relativamente fácil ao experimentador se aventurar a enrolar as bobinas e montar um circuito de sua própria concepção. Os resultados poderão ser inferiores aos proporcionados por um circuito profissional, de lay-out cuidadosamente estudado e resultado de inúmeras experiências, além do circuito ter sido calibrado com o auxílio de instrumentos, no entanto, tal experiência trará muitos ensinamentos acerca do funcionamento de receptores superheteródinos em geral.

Voltando ao sintonizador, a primeira coisa a ser considerada no projeto de um circuito sintonizador é, sem dúvida, a faixa de freqüências a ser coberta e a FI a ser produzi-

da. Em nosso caso, a faixa será de 88 a 108 MHz, que é a faixa de radiodifusão em FM e a FI será de 10,7 MHz, que é o valor padronizado para tal. Nestas condições, os circuitos que sintonizarão o sinal captado pela antena deverão ser capazes de sintonizar as freqüências entre 88 e 108 MHz e o oscilador local deverá operar em freqüências 10,7 MHz superiores às sintonizadas pelo circuito de antena, ou seja, de 98,7 MHz a 118,7 MHz, para que a FI resultante do batimento seja de 10,7 MHz.

Os capacitores variáveis usados em FM, normalmente, têm capacitância máxima da ordem dos 20 pF e capacitância residual mínima; contudo, considerando-se as capacitâncias distribuídas, podemos calcular a capacitância máxima como sendo de 30 pF (variável e capacitância distribuída), e mínima de 10 pF, que corresponderia a zero pF no variável, e o circuito-tanque sintonizado apenas pela capacitância da fiação. Em montagem com circuito impresso, no entanto, a capacitância parasita do circuito é inferior a 10 pF e, em muitos casos, pode até ser desprezada.

O primeiro problema a ser contornado é, justamente, a variação da capacitância, que é muito superior à variação do produto LC necessário para sintonizar 88 e 108 MHz, o que pode ser facilmente verificado se fizermos $(159/88)^2$ e $(159/108)^2$, que nos dá as constantes LC para estas freqüências (a partir da fórmula f - 159 : VLC, sendo L em micro-Henrys e C em pF, e f em MHz.

Esse problema nos leva a fazer o cálculo de cobertura da faixa e montar em paralelo com o capacitor variável um capacitor fixo, além do trimmer de ajuste, de modo que a variação total da capacitância do variável produza uma variação da sintonia de apenas 20 MHz, que é a diferença entre as freqüências inicial e final da faixa de radiodifusão, bem como de operação do oscilador local.

Uma vez determinados os valores necessários de indutância e capacitância dos circuitos sintonizados, podemos nos ocupar da concepção dos circuitos amplificador de RF, oscilador local e misturador, caso não utilizemos o oscilador-misturador.

Antes de analisarmos o cálculo de cobertura da faixa, será interessante observarmos os circuitos básicos destas três etapas, já que há uma certa interação entre estes fatores todos.

O misturador é ilustrado na **figura 3**, como podemos observar, tem, aproximadamente, as mesmas características de um amplificador de FI, sendo que deverá operar não-linearmente, a fim de se obter a intermodulação que, de preferência, não deverá ocorrer nas etapas amplificadoras de FI. Os misturadores transistorizados exigem um sinal do oscilador local com amplitude mínima da ordem de 0,6 V para uma conversão linear da portadora.

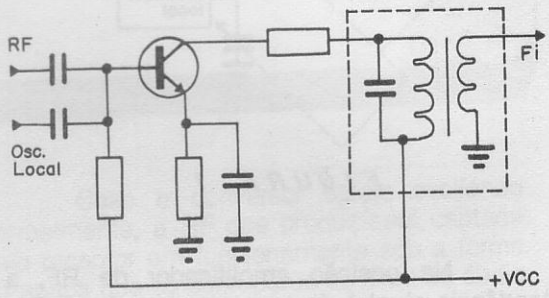


FIGURA 3

O acoplamento entre o amplificador de RF e o misturador, bem como do oscilador local e o misturador é o fator mais crítico a ser considerado; como as freqüências são muito elevadas, não é muito prática a construção de transformadores de RF para acoplamento, já que as bobinas têm poucas espiras, o que impossibilita um relacionamento de espiras entre primário e secundário capaz de casar a impedância de saída dos circuitos amplificador de RF e oscilador e a entrada do misturador. Uma solução consiste em fazer o misturador com elevada impedância de entrada, o que lhe reduz o ganho; outra, é o emprego de networks de acoplamento, sendo o acoplamento basicamente capacitivo, empregando-se capacitores com menos de 10 pF para este fim.

Um dos sistemas mais utilizados consiste no DIVISOR CAPACITIVO ilustrado na **figura 4**; o divisor é constituído por dois capacitores em série, sendo a saída da etapa anterior ligada à associação em série e a entrada do circuito subseqüente ligada à junção entre os dois. A relação entre Z1 e Z2 da **figura 4** deve ser igual a relação entre C1 e C2, sendo Z1 maior que Z2 e C2 maior que C1.

O amplificador de RF com transístor bipolar pode ser montado na configuração

emissor comum ou base comum. Esta última configuração foi muito usada com transístores de germânio, possibilitando uma elevada estabilidade de operação e perfeito isolamento entre a antena e o oscilador local, porém, o ganho é inferior ao proporcionado pela configuração emissor comum, que vem sendo adotada nos receptores modernos que contam com transístores de silício.

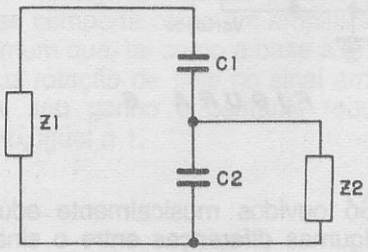


FIGURA 4

Como dissemos antes, a tendência atual é do emprego de transístores de efeito de campo, presentes na maioria dos receptores de AM/FM de melhor categoria.

A escolha do amplificador de RF é feita tendo-se em consideração o ganho que pode proporcionar na faixa de VHF e, sobretudo, o fator de ruído do transístor (noise figure), já que 90% do ruído total introduzido no sinal pelo receptor é devido ao amplificador de RF; os dez por cento restantes são produzidos na conversão e no canal de FI. Reduzindo-se drasticamente o ruída nesta etapa, se obtém uma excelente relação sinal/ruído, que deverá ser melhor que 60 dB para proporcionar som de alta fidelidade.

O oscilador local é um elemento de grande importância, devendo, antes de mais nada, ser bastante estável.

Nessa altura é importante recordarmos que se o oscilador local sofrer um desvio em sua freqüência de operação, a FI resultante do batimento entre o sinal que ele produzir e a portadora não será mais de 10,7 MHz, podendo ser maior ou menor; ora, o demodulador de FM responde justamente a VARIAÇÕES DE FREQÜÊNCIA e se a FI resultante da não-modulação (espaço entre palavras) for DIFERENTE de 10,7 MHz, o demodulador ficará sem referência e isso deslocará o sinal de áudio, como vemos na **figura 5**, resultando uma severa distorção.

A freqüência de operação de um oscilador LC depende, naturalmente, dos valores dos componentes do circuito-tanque, bem como de sua corrente de coletor, sendo possível obter-se pequenos desvios de freqüência simplesmente aumentando os reduzindo a corrente de base do transístor oscilador; aliás, este é o princípio de operação do CAF dos receptores de TV; o sincronismo horizontal é convertido em CC e afeta a polarização do transístor gerador de varredura, mantendo-o em fase com os pulsos de sincronismo da emissora.

Em nosso caso, instabilidade de ganho do transístor, por deficiência de fabricação ou polarização inadequada, ou ainda, variações da temperatura ambiente, poderão provocar desvios da freqüência de operação do oscilador.

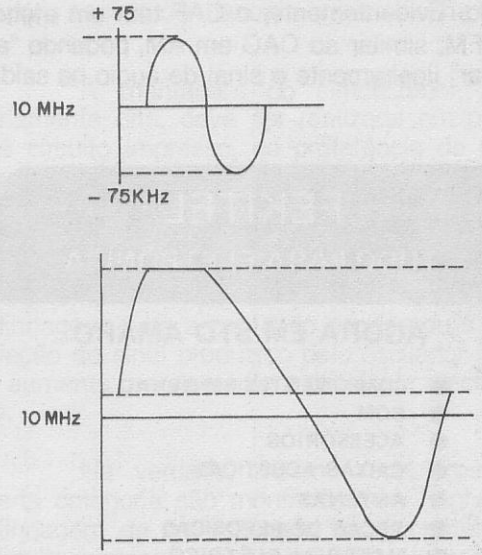


FIGURA 5

Infelizmente, além destes problemas, ainda temos o fato de que a indutância e a capacitância sofrem alterações em função da temperatura. Existem, na verdade, capacitores com coeficiente de temperatura nulo, os NP0 (ene-pê-zero) que não sofrem grandes variações com a temperatura, porém, as bobinas podem sofrer alterações significativas, aumentando a indutância ou diminuindo-a. Para compensar este efeito, se empregam, muitas vezes, capacitores com coeficiente de temperatura controlado.

O sistema mais eficiente para contornar este efeito é, sem dúvida, o emprego do CAF – Controle Automático de Freqüência, que ilustramos na **figura 6**. Como podemos observar, o CAF é constituído por um diodo varicap em paralelo com o circuito-tanque, sendo ligado ao demodulador. O circuito é dimensionado de uma tal forma que, quando a FI for de exatamente 10,7 MHz, o varicap assuma uma determinada capacitância. Caso ocorra um desvio, a tensão na saída do demodulador irá diminuir ou aumentar; se a freqüência diminuir, a tensão na saída irá aumentar, ou será mais positiva; se, ao contrário, ocorrer um aumento, a saída se tornará negativa. Desta forma, a tensão entre os terminais do varicap sofrerá alterações. Aumentando, a capacitância aumenta, e diminuindo, a capacitância diminui. Uma redução da capacitância do varicap implica em aumento da freqüência do oscilador local, e vice-versa. Desta forma, o desvio de freqüência será imediatamente corrigido. Evidentemente, o CAF tem um efeito, em FM, similar ao CAG em AM, podendo "achatar" ligeiramente o sinal de áudio na saída do demodulador, de modo que os receptores de categoria, que dispõem de CAF, o têm chaveado, permitindo ao usuário desligá-lo quando assim desejar.

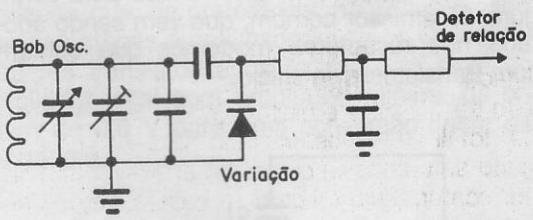


FIGURA 6

Só ouvidos musicalmente educados notam algumas diferenças entre o sinal produzido por um receptor com o CAF atuando e com o CAF desligado, de modo que o ouvinte comum deverá, preferencialmente, deixar o CAF ativado, o que proporcionará uma reprodução mais estável.

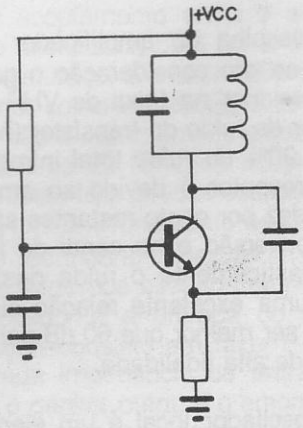


FIGURA 7

Quanto ao circuito oscilador propriamente dito, o mais popular e, sem dúvida, o oscilador base à massa que ilustramos na **figura 7**. Neste circuito, semelhante ao utilizado em AM, a realimentação se dá entre coletor e emissor, sendo a base aterrada para a RF através de um capacitor de 4.700 a 10.000 pF. Nos osciladores para AM, a realimentação é indutiva, já que a bobina osciladora tem um grande número de espiras, porém, em FM, a bobina osciladora tem três ou quatro espiras, de sorte que a realimentação é capacitiva, uti-

FEKITEL
TUDO PARA ELETRÔNICA
AGORA EM STO AMARO
- COMPONENTES EM GERAL
- SOM
- ACESSÓRIOS
- CAIXAS ACÚSTICAS
- ANTENAS
- PEÇAS DE REPOSIÇÃO
- MATERIAL ELÉTRICO
- FERRAMENTAS
- LIVROS E REVISTAS

Facilitamos Pagamentos

ESTAMOS À SUA ESPERA

FEKITEL
CENTRO ELETRÔNICO LTDA
Rua Barão de Duprat nº 312
Sto Amaro – Tel. 246-1162 – CEP. 04743
à 300 mtrs do Largo 13 de Maio

lizando-se um capacitor com cerca de 5 pF e, às vezes, um divisor capacitivo, para casar a impedância do circuito-tanque com a impédância de entrada do transístor na configuração base à massa.

Uma outra configuração bastante utilizada é a da **figura 8**, em que a realimentação se dá entre emissor e base, sendo o coletor totalmente desacoplado para RF; este circuito se comporta como um amplificador coletor comum que, tal como a base à massa, não introduz rotação de fase no sinal amplificado, porém, seu ganho é bastante reduzido, no máximo, igual a 1.

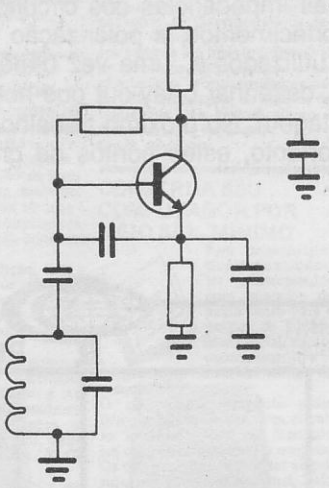


FIGURA 8

Como sabemos, nos osciladores, uma das preocupações consiste justamente em atenuar o sinal a ser realimentado, de modo a compensar o ganho do circuito, caso contrário, ocorrerá a saturação e o sinal na saída não será senoidal. Neste circuito oscilador, como a impedância de entrada é muito elevada, um circuito-tanque de alto Q é ligado à base e entre os terminais do resistor de emissor, aparece o sinal amplificado, com aproximadamente a mesma amplitude que na entrada. Os capacitores são utilizados como um divisor capacitivo de acoplamento, para evitar o amortecimento do circuito-tanque e fazer a realimentação. O sinal é retirado diretamente do circuito-tanque, devendo ser aplicado a um circuito de alta impedância de entrada.

A grande vantagem do emprego deste tipo de circuito consiste no seguinte: normalmente, uma armadura do variável é ligada à massa e, quase sempre, é negativa. No circuito anterior, essa ligação à massa reduz um pouco a eficiência, já que o ideal seria que o capacitor estivesse 100% em paralelo com a bobina do circuito-tanque, com ligações tão curtas quanto possível e este circuito é a carga do oscilador. Se os transístores forem NPN e a massa negativa, parte da ligação do circuito-tanque será feita através da linha de +B, o que reduz sua eficiência. Para contornar esse problema, muitos projetistas têm empregado transístores PNP ou feito a massa positiva, alimentado os emissores através de um linha de -B. Um ponto de capital importância é compatibilizar a solução encontrada no sintonizador de FM com os circuitos de AM, já que a maioria dos receptores é AM/FM, como dissemos antes. No caso de receptores portáteis, compactos, essa compatibilidade se torna ainda mais importante, considerando-se o reduzido espaço de manobra que se dispõe aí.

A montagem do sintonizador, propriamente dita, deve ser realizada em placa de circuito impresso, de preferência de fibra de vidro, sendo encerrada em uma blindagem que consiste em uma caixa metálica que cubra totalmente o circuito, inclusive a face inferior da placa de circuito impresso e ligada eletricamente à massa ou terra do circuito. A blindagem evita a captação espúria ou a irradiação do sinal produzido pelo oscilador local e aumenta grandemente a eficiência do circuito.

Na verdade, mesmo receptores de certa categoria são montados sem nenhuma blindagem de proteção aos componentes do circuito sintonizador, no máximo, placas metálicas separando circuitos muito próximos que não devam ser acoplados entre si.

A distribuição dos componentes deve merecer a maior atenção, cuidando-se de evitar acoplamentos indevidos, ligações muito longas ou ligações de entrada e saída de sinal muito próximas entre si, o que propicia oscilações. Os pontos de conexão à terra dos elementos de entrada e saída de uma mesma etapa devem ser tão próximos entre si quanto possível, o que evita a ocorrência de elos de corrente, que provocam realimentações.

A linha de + ou -B deve ser desacoplada para RF mediante a colocação de capacitores de filtro, que deverão ter valor máximo

da ordem dos 200 KpF e mínimo da ordem dos 4.700 pF, aproximadamente.

Os indutores, na maior parte dos casos, são enrolados com fio rígido nº 20 B&S, ou bitola próxima, sendo auto-suportados. Os núcleos de ferrite não são muito eficientes em VHF pelo que raramente são usados. Para algumas aplicações, especialmente profissionais, no lugar de um núcleo de ferrite, as bobinas usam um núcleo de alumínio, que atua como uma espira em curto-circuito REDUZINDO a indutância inicial da bobina.

Normalmente, durante a calibração se ajusta a indutância aproximando ou afastando as espiras entre si, usando para isso um instrumento não-magnético nem condutor como uma espátula de madeira ou plástico.

Os variáveis, normalmente, vêm com trimmers montados em paralelo com as secções. Estes servem para a calibração, ou ajuste, da parte superior da faixa. Em alguns circuitos, são utilizados trimmers DAU, que têm desempenho muito superior, em VHF, que os volumosos trimmer de mica, normalmente, utilizados em AM.

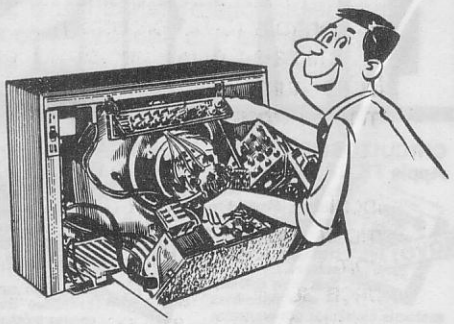
O circuito de entrada do sintonizador, normalmente, é um transformador casador de impedâncias com tomadas que permitam a ligação a uma antena de 75 Ohms (telescópica) ou de 300 Ohms (dipólo). A saída deverá ter a impedância igual à de entrada do canal de FI. Como a ligação entre ambos os circuitos, normalmente, é feita por cabo coaxial, a menos que sejam montados em uma única placa, deve-se fazer com que a impedância de saída do sintonizador e de entrada do canal de FI, seja de 50 Ohms, para evitar a formação de ondas estacionárias ao longo do cabo de conexão.

Com todos esses pontos a serem resolvidos em mente, poderemos então, calcular os valores de indutância necessários para as bobinas, as impedâncias dos circuitos-tanque e os amortecimentos, a polarização dos transístores utilizados e, uma vez dimensionado o circuito, desenhar o lay-out que nos permitirá a montagem. No próximo trabalho, analisaremos, portanto, estes pontos de grande importância.

MULTÍMETROS ICEL Pedidos Via Reembolso Postal PUBLIKIT
Use o cupom da última página da revista. **PUBLIKIT**

MODELO	IK-105 Cz$ 8.600,00	SK100 Cz$ 25.000,00	IK180A Cz$ 2 520,00	IK-25 Cz$ 6.700,00	IK2000 Cz$ 14.800,00
SENSIB	30/15	100-10	2/2	20/10	Digital 3 1/2 Dígitos
VAC	0; 12; 30; 120; 300; 1200	6;30; 120; 300; 1200	10;50;500	0;15;60;150; 600;1200	750V
VDC	0; 600m; 3;15; 60,300; 1200	0; 3; 3; 12; 60; 300; 600; 1200	2;5;10;50;500; 1000	0;0;6;3;16;60; 300;600;1200	1000V
A	30u; 6m; 60m; 600m; 12A	12uA; 300uA; 6mA; 60mA; 600mA; 12A	0;5;10;250mA	60uA; (0,3;30;300)(mA)	10A
OHMs	0-16MOHMs(xl; x10; x100;x1000)	0-20M OHMs (xl; x10; x100; x10K)	0-0;5m OHMs (x10;x1K)	0-2,0m OHMs (x1; x10;x100;x1000)	20m OHMs
OBS	MEDE LI e LV				Condutância HFE Teste de pilha e diodo

Seção de Reparação



Sérgio R. Antunes

LIMPEZA E SUBSTITUIÇÃO DAS CABEÇAS EM VÍDEO CASSETE

O elemento mais importante dentro do vídeo cassete é o cilindro, que acomoda as cabeças de vídeo. Não é atoa que esta peça custa, em média, 1/3 do valor total do aparelho.

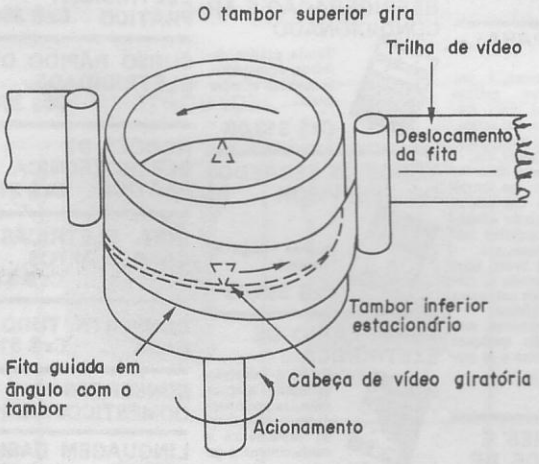


FIGURA 1

Da mesma forma que um tubo de vídeo de TV pode comprometer o bom funcionamento do TV, por causa do tubo fraco ou esgotado, assim as cabeças de vídeo comprometem todo o funcionamento do vídeo cassete se estiverem sujas ou danificadas.

A gravação do sinal de vídeo no vídeo cassete é feita helicoidalmente.

No VCR, tanto a fita como as cabeças se movimentam, numa velocidade relativa, coerente e compatível com o tipo de sinal a ser gravado.

Na gravação de vídeo existem duas cabeças magnéticas (A e B), montadas sobre um cilindro, situadas a 180° uma da outra.

A posição deste cilindro com relação à fita é tal, que quando ele é posto a girar, as cabeças A e B traçam pistas em diagonal. Veja a **figura 1.**

A fita envolve metade do cilindro, de maneira que, enquanto a cabeça A traça a pista A, a cabeça B permanece fora da fita. No instante em que a cabeça A chega ao fim da pista A, imediatamente a cabeça B inicia o traçado da pista B. Isto é ilustrado pela **figura 2.**

A duração de uma volta do cilindro é 33,33 ms, o que corresponde à freqüência de 30 Hz.

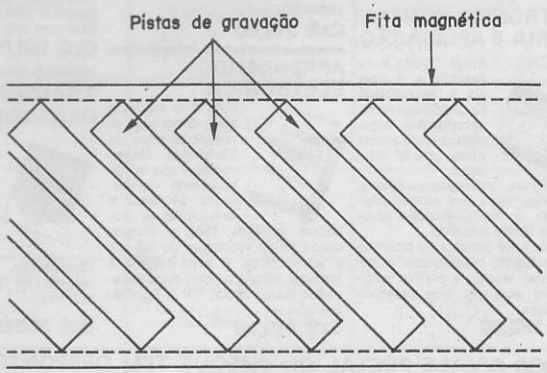


FIGURA 2

A velocidade da fita é estipulada num valor tal que permita o traçado das pistas sem haver sobreposição entre ambas e, por outro lado, sem deixar um espaço muito grande para não disperdiçar a fita.

Para gravar o sinal de áudio e o sinal de controle (CTL) proveniente do circuito Servo, utiliza-se outro jogo de cabeças, encapsuladas num único suporte, conforme conferimos na **figura 3.**

Existe ainda uma cabeça magnética localizada na entrada da fita para o mecanismo conhecida como cabeça apagadora. Assim como nos gravadores minicassetes, esta cabeça se encarrega de limpar toda informação na fita antes de uma nova gravação.

Para a perfeita varredura helicoidal das cabeças de vídeo, o formato VHS utiliza a gravação em azimute de + e -6°, ou seja: uma das cabeças com azimute de +6° e a outra com -6°. Desta forma, a cabeça A consegue ler somente a informação da pista A e a cabeça B, somente da pista B. Isto impede o surgimento do crosstalk.

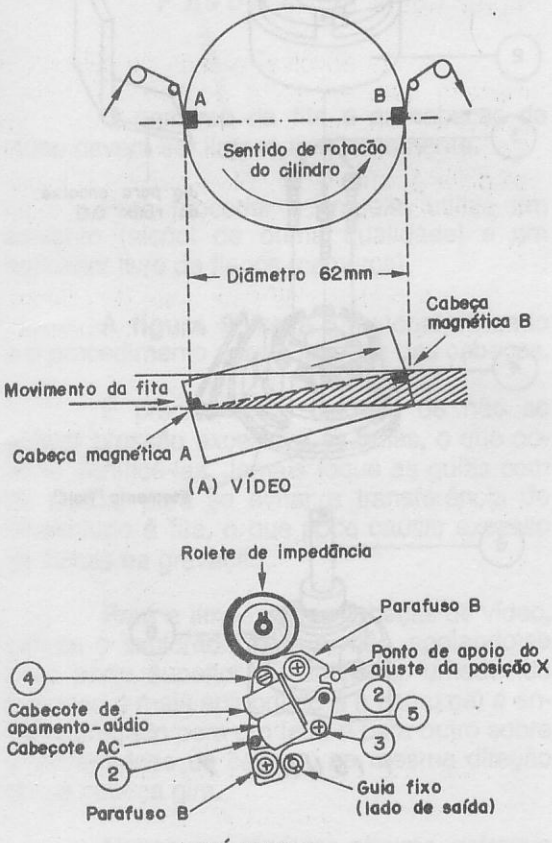


FIGURA 3

A **figura 4** ilustra o efeito crosstalk. Trata-se de um tracejamento errado entre a cabeça a fita e este efeito afeta diretamente a imagem.

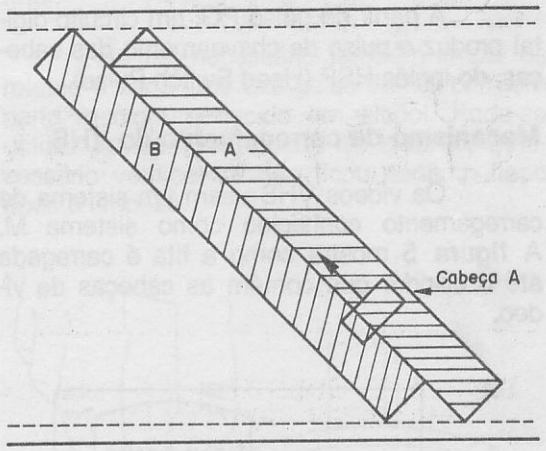


FIGURA 4

O formato VHS prevê um sistema de gravação e reprodução com duas cabeças magnéticas, cada qual gravando ou reproduzindo um campo (262,5 linhas).

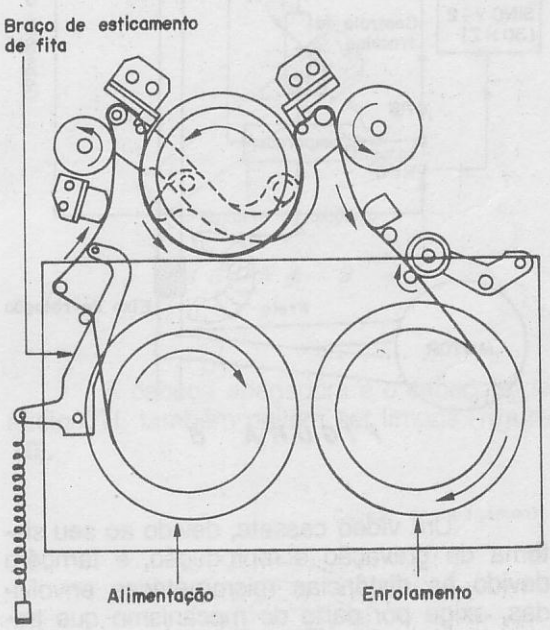


FIGURA 5

Para a perfeita coordenação do chaveamento dessas cabeças temos o circuito servo que identifica a exata posição do cilindro a cada rotação. Ele é composto por dois imãs permanentes fixos ao cilindro e por uma bobina captadora externa a ele. Este sistema denomina-se PG (Pulse Generator) do cilindro.

Estes pulsos PG identificam o instante da transição de uma cabeça a outra.

A partir do pulso PG, um circuito digital produz o pulso de chaveamento das cabeças, do inglês HSP (Head Switch Pulse).

Mecanismo de carregamento do VHS

Os vídeos VHS usam um sistema de carregamento conhecido como sistema M. A **figura 5** mostra como a fita é carregada até o cilindro que contém as cabeças de vídeo.

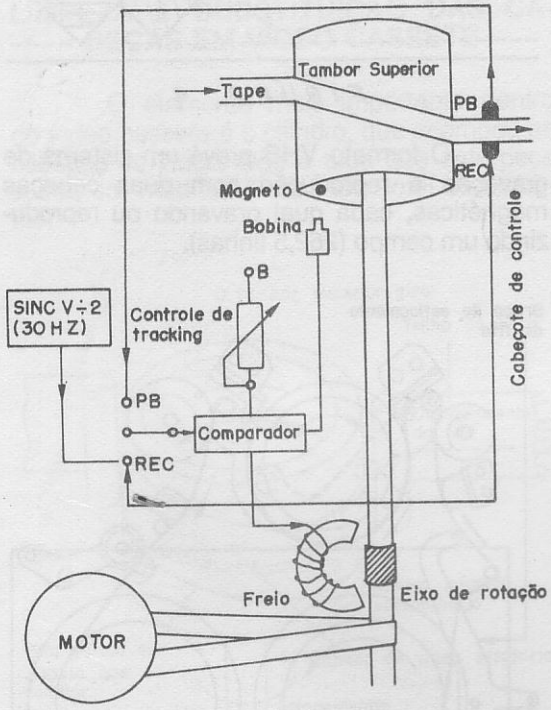


FIGURA 6

Um vídeo cassete, devido ao seu sistema de gravação e reprodução, e também devido às distâncias micrométricas envolvidas, exige por parte do mecanismo que traciona a fita e do mecanismo que produz a rotação das cabeças, uma precisão absoluta.

Cilindro

As cabeças de vídeo são montadas num disco rotativo ou cilindro. O cilindro é rotacionado pelo Drum (explorador). A montagem do Drum é executada com grande cuidado, para assegurar que ambas as cabeças de vídeo girem em um mesmo plano e que a altura desse plano em relação à borda de referência da fita seja mantida sob rígida tolerância. Além disso, a fita é mantida na altura correta em relação ao plano das cabeças giratórias por meio de um rebaixo usinado na periferia da parte inferior do tambor. Veja a **figura 6.**

A borda inferior da fita, que é a borda de referência, se apoia no ressalto assim formado, durante o seu deslocamento em torno do drum.

A **figura 7** ilustra as partes do motor Drum e a **figura 8** ilustra o cilindro superior contendo as duas cabeças de vídeo.

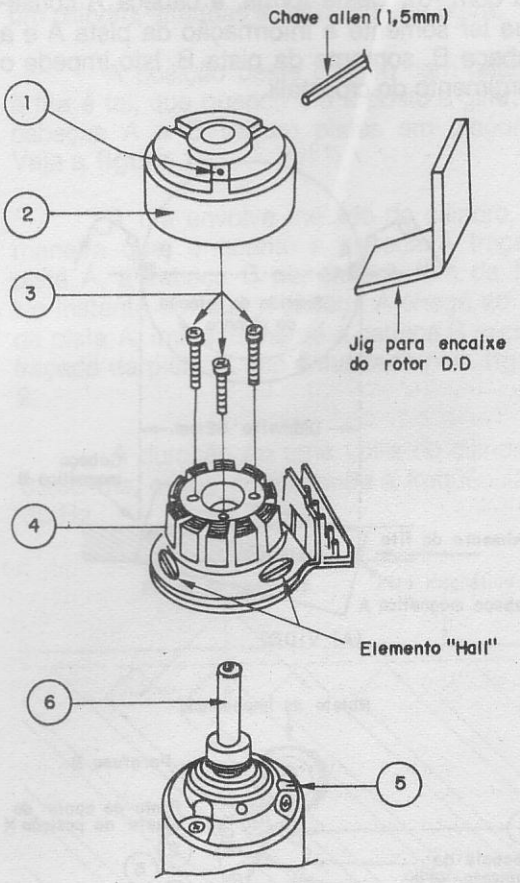


FIGURA 7

Limpeza do caminho de fita e das cabeças

A ação de atrito das cabeças de vídeo resulta na remoção de diminutas quantidades de óxido da superfície da fita. Este resíduo

pode se acumular na extremidade da cabeça de vídeo, fazendo com que a fita seja afastada da mesma, resultando da perda de sinal.

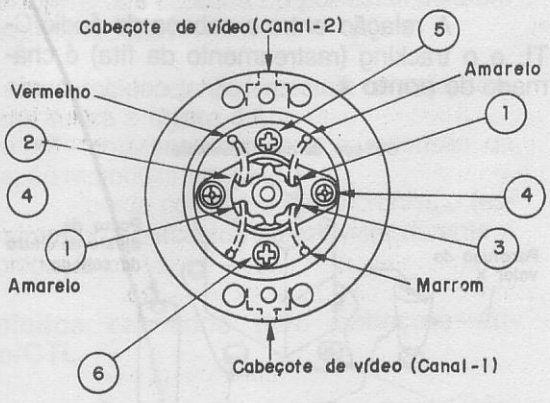


FIGURA 8

O percurso da fita e as cabeças de vídeo devem ser limpos freqüentemente.

Para proceder à limpeza utilize um solvente (alcóol de ótima qualidade) e um aplicador livre de fiapos (camurça).

A **figura 9** ilustra o material utilizado e o procedimento para a limpeza das cabeças.

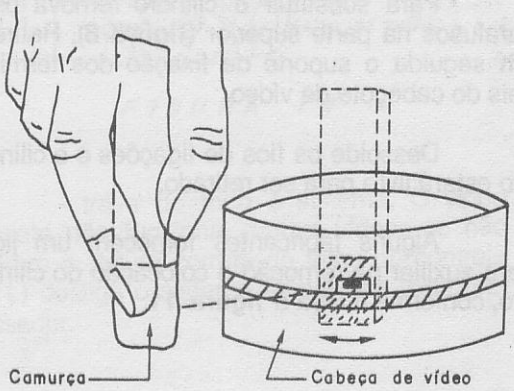
É preciso ter o cuidado de não se aplicar pressão excessiva às guias, o que poderia danificá-las. Jamais toque as guias com os dedos, para se evitar a transferência de oleosidade à fita, o que pode causar excesso de falhas na gravação.

Para a limpeza das cabeças de vídeo, gira-se o explorador com a mão, apoiando-se pela parte superior. O aplicador umedecido (no caso o mais apropriado é a camurça) é então esfregado para um lado e para outro sobre a extremidade da cabeça, na mesma direção que a cabeça gira.

Nunca, em hipótese alguma, esfregue a cabeça na posição vertical. Isto a danificaria. Também não se deve pressionar para baixo a extremidade da cabeça, pois existe o risco de se quebrar a ligação de epóxi entre a pastilha da cabeça e o suporte de metal que a sustenta.

Nunca tente limpar as cabeças com a máquina em movimento ou ligada. Isto seria fatal.

Se faz necessário também limpar os roletes e cada lado das guias da fita com um pano macio umedecido em alcóol. Pode-se utilizar também cotonetes. No entanto, é necessário verificar se não ficou nenhum fiapo após a limpeza.



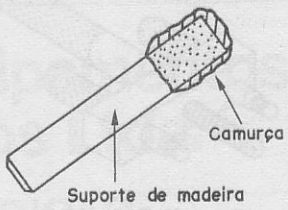


FIGURA 9

A cabeça apagadora e o cabeçote de áudio/CTL também devem ser limpos (**figura 10**).

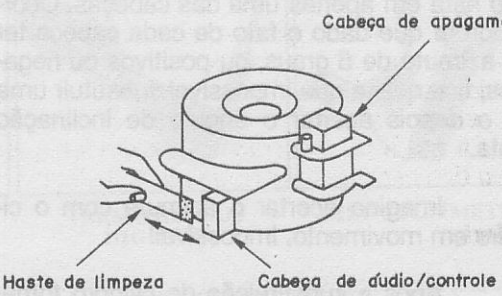


FIGURA 10

Todo o caminho de fita deve ser cuidadosamente limpo.

Substituição do cilindro

Como regra geral de quase todos os fabricantes de vídeo cassete, o cilindro deve ser limpo a cada 500 horas e estima-se uma vida útil de 3000 a 4000 horas.

Por outro lado, uma utilização incorreta poderá obrigá-lo a trocar o cilindro em bem menos tempo.

Para substituir o cilindro remova os parafusos na parte superior (**figura 8**). Retire em seguida o suporte de fixação dos terminais do cabeçote de vídeo.

Dessolde os fios de ligações e o cilindro estará livre para ser retirado.

Alguns fabricantes fornecem um jig para auxiliar na remoção e colocação do cilindro, conforme ilustra a **figura 11.**

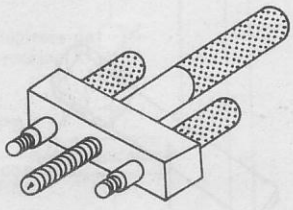


FIGURA 11

A substituição do cilindro deve ser feito por outro de igual marca e mesmo modelo, salvo informações do fabricante.

Muitas vezes constatamos que o defeito está em apenas uma das cabeças. Ocorre porém que dado o fato de cada cabeça ter um azimute de 6 graus, ou positivos ou negativos, fica quase que impossível substituir uma só, e depois acertar o ângulo de inclinação desta.

Imagine acertar o azimute com o cilindro em movimento. Impossível!

Após a substituição do cilindro torna-se necessário verificar o tracking e o balanço de canais. Para isto basta pegar o esquema elétrico do aparelho e ajustar o trimpot de balanço das cabeças conforme especificação do fabricante.

A cabeça de áudio/CTL também precisa ser substituída com o tempo.

O áudio necessita de ajuste de azimute.

A relação entre a cabeça de áudio/CTL e o tracking (rastreamento da fita) é chamado de **ponto x.**

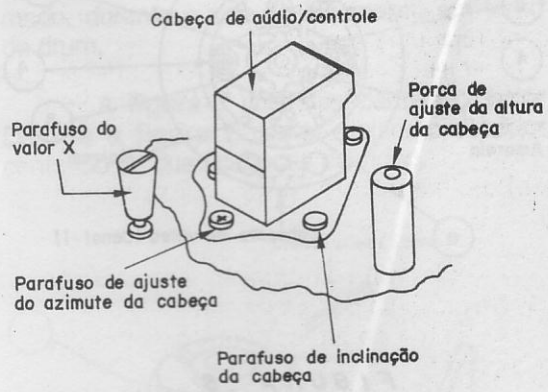


FIGURA 12

O ajuste do ponto x dá-se como segue (**figura 12**). Ligue o osciloscópio no ponto de teste da saída da cabeça de áudio e reproduza uma fita, de preferência que contenha um sinal de barras coloridas.

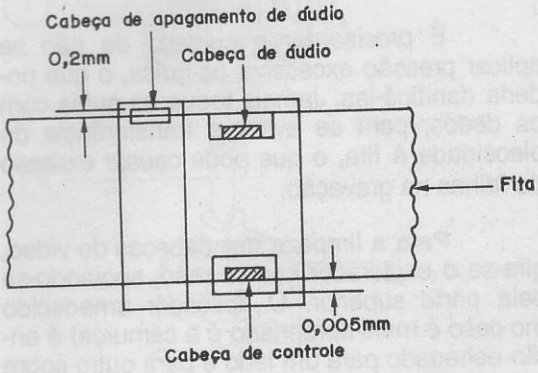


FIGURA 13

O valor a ser obtido é o máximo, tomando o cuidado de ter o botão tracking na posição central.

A **figura 13** ilustra as dimensões e

posicionamento do suporte da cabeça de áudio/CTL.

Efeitos causados pelas cabeças de vídeo

Os principais defeitos ocasionados por sujeira das cabeças ou por estas estarem desgastadas são:

- incidência de crosstalk na tela, conforme ilustra a **figura 14.**
- chuviscos em toda a extensão da tela, ao reproduzir uma fita.
- perda constante do sincronismo (este sintoma é percebido no televisor durante a reprodução).

Defeitos causados pelo cabeçote áudio/CTL

- não tem som durante a reprodução. Também grava-se a fita sem som.
- perda de agudos durante a reprodução de fitas.
- não identifica velocidade de gravação (SP, LP, SLP) durante a reprodução. Uma fita gravada em SLP (6 horas) seria lida com velocidade do modo SP (2 horas). A imagem seria corrida e o som semelhante ao efeito produzido por fazer tocar um disco de 33 RPM em um toca-disco para 45 RPM.
- falta totalmente o vertical, resultando numa imagem confusa na tela do TV.



FIGURA 14

- trava de todo o sistema. O vídeo cassete não funciona. Alguns vídeos se não tiverem a leitura correta da trilha de controle (CTL) desliga o sistema através do microprocessador.

HEME Com. Equipamentos Eletrônicos Ltda.

INSTRUMENTOS DE MEDIÇÃO

LANÇAMENTO

ICEL SK-2200



MEDIDOR DE SWR - PARA RADIOAMADORES



ALICATES AMPEROMÉTRICOS



TERMÔMETROS DIGITAIS



KILOVOLTÍMETROS

E MAIS:
Multímetros Analógicos e Digitais, Luxímetros etc.

PARA ATENDER:
Estudantes, Eletricistas, Técnicos, Engenheiros, Radioamadores, Postos de Assistência Técnica, Amadores etc.

VAREJO ATACADO Estacionamento Próprio

Cartas e Pedidos de Informações para:
HEME - Comércio de Equipamentos Eletrônicos Ltda.
Rua Major Sertório, 463 - 1º andar - cj. 12
01222 - São Paulo - SP - Tel.: (011) 259-1355

Bateria de reserva p/ RAM

Sérgio R. Antunes

A cada dia que passa, aumenta mais a tecnologia e a sofisticação dos vídeo cassetes domésticos, no que diz respeito ao timer, permitindo fazer gravações automáticas em vários dias e horários diferentes. Alguns vídeo cassetes importados chegam a oferecer uma possibilidade de programação com 21 dias de antecedência, permitindo o usuário viajar e ter seu programa favorito gravado.

O timer do vídeo cassete é alimentado a partir de uma retificação da rede elétrica sem, no entanto, depender da chave power (liga/desliga) do vídeo. A **figura 1** ilustra o diagrama em blocos da seção de alimentação do timer.

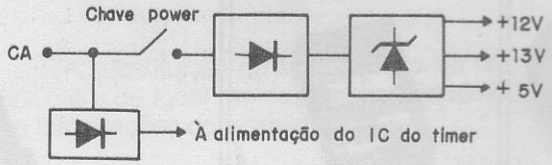


FIGURA 1

Nota-se, pela figura, que o acionamento da chave Power não interfere na alimentação do circuito integrado do timer.

Contudo, se for retirado a tomada de força CA ou se falhar o fornecimento de energia elétrica, o conteúdo da memória interna do timer ser perderá, pois ela é volátil.

O mesmo acontece com as memórias de acesso aleatório Ram, principalmente as do tipo MOS (semicondutor de óxido metálico). Se a tensão de alimentação falhar, ela perderá todos os seus dados, já que a Ram é uma memória volátil e disponível para armazenamento temporário de dados.

O circuito que apresentaremos neste artigo permite suprir a energia suficiente para alimentar as memórias ou o timer do vídeo cassete, na ausência da energia CA.

Descrição do circuito

Na **figura 2** vemos o esquema elétrico do circuito de bateria de reserva.

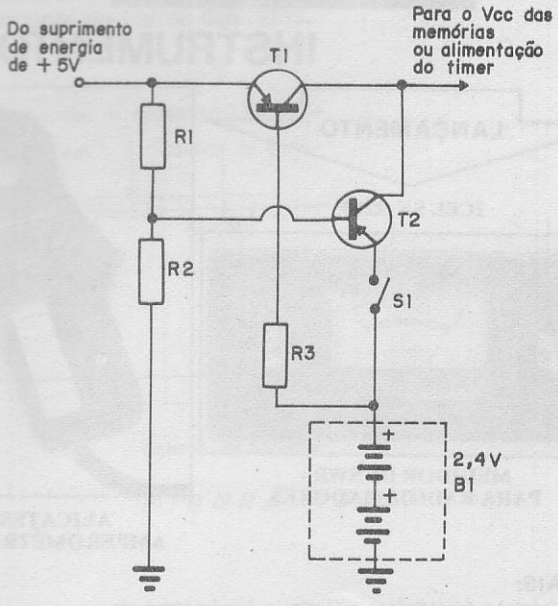


FIGURA 2

Este circuito funciona com base na polarização do transístor.

Em condições normais, ou seja, tem tensão de suprimento, normalmente de 5 Volts, o transístor T1 está conduzindo com uma queda de tensão muito pequena entre emissor e coletor. Por outro lado, o transístor T2 está cortado. A polarização de T2 depende do divisor resistivo R1 e R2.

O resistor R3 permite fluir uma corrente da ordem de 20 mA para manter as baterias de níquel cádmio carregadas.

Se a alimentação falhar, o transístor T1 será desligado enquanto o transístor T2 será ligado. Isto é um processo automático, totalmente dependente da polarização dos transístores.

Durante a falta de alimentação, o transístor T1 isola as baterias de reserva do suprimento de energia.

O transístor T2 tem uma pequena queda de tensão entre o emissor e o coletor. De forma que a tensão de 2,4 Volts fornecidas pelas baterias serão aplicadas ao ponto de alimentação das memórias, ou do timer.

Para manter o timer e as memórias ativas não é necessário o mesmo potencial de alimentação quando em funcionamento normal. Bastam 40% da tensão do valor nominal para mantê-las ativadas ou refrescadas.

Incluímos a chave S1 para ligar ou desligar a bateria de reserva, dando uma opção a mais no projeto.

O circuito só irá funcionar se as baterias forem do tipo níquel cádmio.

Basicamente, o processo de carga e descarga da célula de níquel cádmo é semelhante ao de qualquer outra célula de bateria. Dois metais diferentes imersos numa solução eletrolítica compõem um sistema que armazena energia elétrica quando uma corrente carregadora passa através desse sistema. Devido a essa reação química ser reversível, a energia será liberada quando solicitada durante a descarga.

A bateria de níquel cádmio eletrolítico possui o alcalino feito de uma solução de hidróxido de potássio em água destilada. Ele age como um condutor extremamente eficiente para o fluxo eletrônico.

Nota: As baterias citadas neste artigo, podem ser adquiridas na empresa ESPACIAL 2001, Rua Conselheiro Crispiniano, 39-A, São Paulo - SP.

Relação de componentes

T1 - PNP 2N4919
T2 - PNP 2N4036
R1 - 620 Ohms
R2 - 560 Ohms
R3 - 100 Ohms

Todos os resistores são de 1/2 Watt

S1 - chave liga/desliga
B1 - duas pilhas níquel cádmio tamanho "C" ligadas em série.

Litec

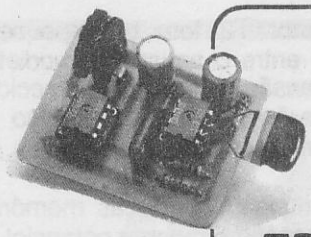
LIVRARIA EDITORA TÉCNICA LTDA.

Somos a maior Livraria Técnica da América Latina especializada em:

- ÁUDIO
- RÁDIO
- TELEVISÃO
- ELETRÔNICA
- INFORMÁTICA
- MANUAIS (DATA BOOKS) em português, espanhol e inglês.

Atendemos pelo REEMBOLSO POSTAL e VARIG
PEÇA CATÁLOGOS DE SEU INTERESSE

Rua dos Timbiras, 257 - CEP 01208
São Paulo - SP - Caixa Postal 30.869
Tel. (011)222-0477



Detetor de microondas

Newton C. Braga

Com a implantação dos radares detectores de velocidade nas estradas, logo surgiram os "anti-sistemas", que eram os detectores capazes de avisar de sua presença com antecedência suficiente para permitir uma redução da velocidade antes que fosse feita a sua captação. Os detectores de radares, permitidos em alguns estados americanos, logo foram proibidos em nosso país, e muito mais que isso, tornou-se impossível encontrar o componente básico para sua elaboração: o diodo detector de micro-ondas. É claro que a imaginação não tem limites, de modo que uma solução alternativa, até que bem econômica, possibilitou a realização prática de tal aparelho. Descrevemos esta solução, deixando a sua utilização na detecção de micro-ondas por conta dos leitores.

A idéia básica é simples: utilizar um simples capacitor de poliéster como linha de transmissão ressonante na freqüência que se deseja captar e ligar tudo isso na entrada de um amplificador operacional na função de conversor corrente/tensão, conforme mostra a **figura 1**.

A freqüência que é possível detectar com esta configuração depende do comprimento L dos terminais do capacitor, segundo o gráfico dado na **figura 2**.

Pode-se detectar sinais de micro-ondas na faixa de 500 GHz até 100 MHz!

O sinal pulsante de um radar de estrada, ou mesmo de estações repetidoras, excita o circuito que fornece um sinal audível num transdutor ou num alto-falante com maior potência.

Para o caso de radares de estrada que operam na Banda Q, o comprimento dos terminais do capacitor indicado estará entre 1,2 e 1,5 cm, devendo este dimensionamento ser obtido experimentalmente. Mas, cuidado com as multas!

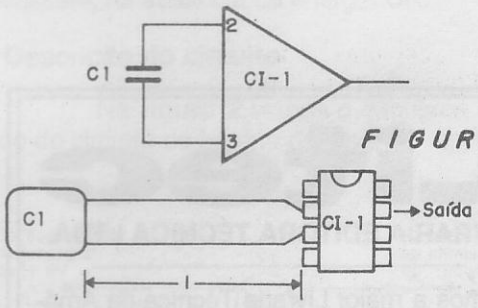


FIGURA 1

Montagem

Na **figura 3** damos uma primeira versão do circuito detector que usa um amplificador operacional duplo.

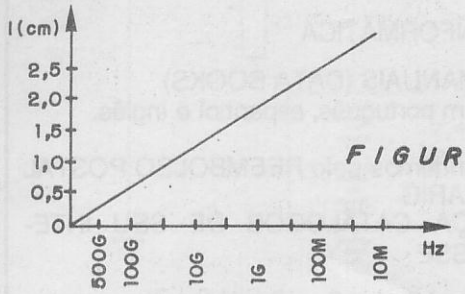


FIGURA 2

Na **figura 4** vemos o desenho da placa de circuito impresso, assim como a indicação dos componentes.

Qualquer operacional duplo, ou mesmo um par de 741 pode ser usado nesta configuração.

Nesta versão, o transdutor é um pequeno fone piezoelétrico ou cápsula de microfone de cristal, que pode ser conseguida com facilidade nas casas especializadas.

Para um sinal de maior potência pode-se usar uma etapa amplificadora como a da **figura 5**, caso em que obtemos uma versão mais elaborada.

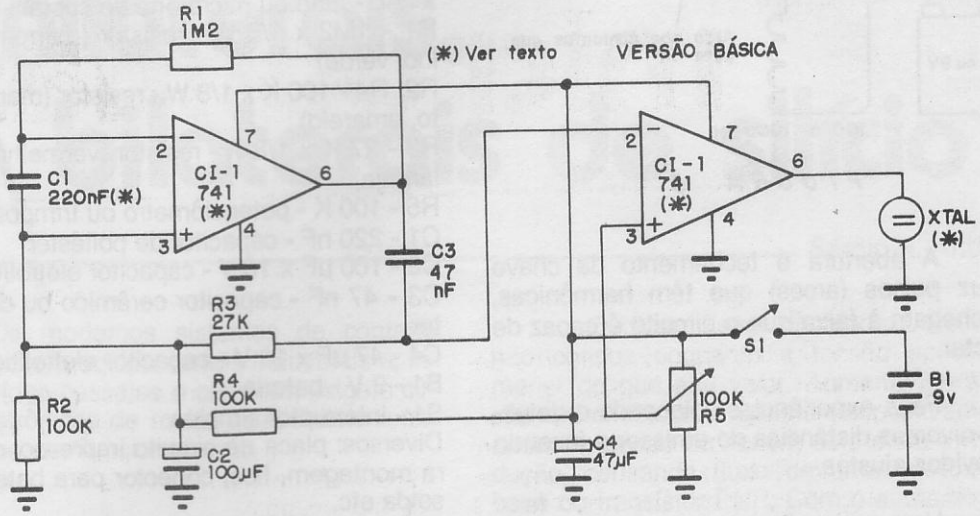
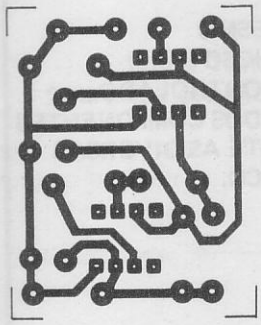


FIGURA 3



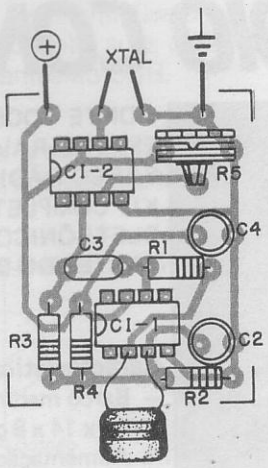


FIGURA 4

Nesta versão o transdutor é um pequeno alto-falante de 8 Ohms.

A montagem deve ser feita em placa com ligações curtas, de modo a se evitar a capacitância entre tiras que possam causar realimentações indesejáveis. O alto-falante deve ser separado do circuito, ou então blindado, para que seu campo magnético não influa no detector, levando-o a um funcionamento instável.

Os únicos ajustes que devem ser feitos são do tom em R2 e do limiar de ação em R5.

A alimentação é feita com uma tensão de 9 V de uma bateria pequena comum.

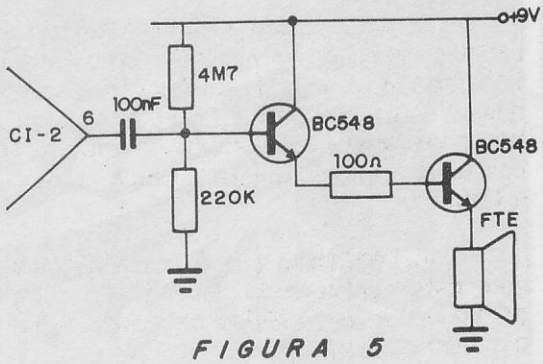


FIGURA 5

Prova

Para verificar se o sistema funciona não será preciso dispôr de um radar ou de uma fonte sofisticada de micro-ondas. Uma maneira simples de gerar pulsos que chegam a freqüências muito elevadas é utilizando um

indutor de uns 500 a 1000 MH, e com ele tornar o circuito da **figura 6.**

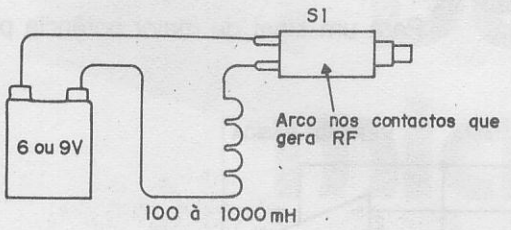


FIGURA 6

A abertura e fechamento da chave produz pulsos (arcos) que têm harmônicas, que chegam à faixa que o circuito é capaz de detectar.

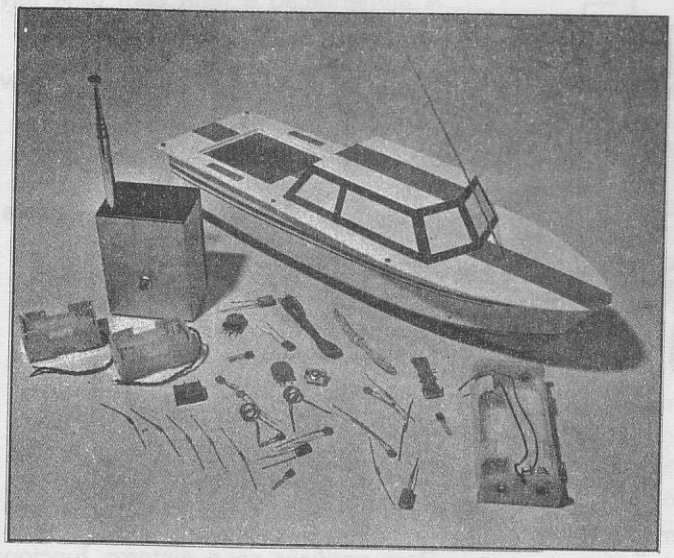
Faça experiências colocando o detector a diversas distâncias do emissor e fazendo os devidos ajustes.

Uma aplicação interessante para este circuito por parte de técnicos reparadores é na detecção de eventuais fugas de micro-ondas de fornos domésticos, ou mesmo para constatação do funcionamento de transmissores.

Lista de material

CI1, CI2 - 741, amplificador operacional
XTAL - fone ou microfone de cristal
R1 - 1M2 x 1/8 W - resistor (marrom, vermelho, verde)
R2, R4 - 100 K x 1/8 W - resistor (marrom, preto, amarelo)
R3 - 27 K x 1/8 W - resistor (vermelho, violeta, laranja)
R5 - 100 K - potenciômetro ou trimpot
C1 - 220 nF - capacitor de poliéster
C2 - 100 µF x 16 V - capacitor eletrolítico
C3 - 47 nF - capacitor cerâmico ou de poliéster
C4 - 47 µF x 16 V - capacitor eletrolítico
B1 - 9 V - bateria
S1 - interruptor simples
Diversos: placa de circuito impresso, caixa para montagem, fios, conector para bateria, fios, solda etc.

BARCO c/ RÁDIO CONTROLE



MONTE VOCÊ MESMO
ESTE MARAVILHOSO
BARCO RÁDIO CONTROLADO.
KIT COMPLETO, DOS COMPONENTES
ELETRÔNICOS ATÉ AS DIVERSAS
PARTES DO BARCO.

Características:
- Barco medindo
  42 x 14 x 8 cm (comp. - larg. - alt.)
- Alimentação por pilhas.
- Completo manual de montagem e funcionamento.
- Fácil montagem.

Kit: Cz$ 2.580,00
Montado Cz$ 2.720,00

Pedidos pelo Reembolso Postal à SABER Publicidade e Promoções Ltda. – Av. Dr. Carlos de Campos, – CEP 03028 – Caixa Postal 50499 – S. Paulo – SP – Fone 292-6600. Não mande dinheiro agora! Aguarde o recebimento do aviso do correio e pague só quando retirar a mercadoria.

Comutadores unilaterais e bilaterais de silício

Sérgio R. Antunes

Os modernos sistemas de controle automático em equipamentos industriais e, inclusive, vídeo cassetes e câmeras, exigem circuitos eletrônicos de muita estabilidade e segurança no seu funcionamento.

A atual técnica de comutação eletrônica emprega dispositivos semicondutores de silício do tipo SUS e SBS.

SUS

O SUS - Silicon Unilateral Switch é um SCR em miniatura e, portanto, suas características são bem semelhantes ao SCR.

A **figura 1** mostra o símbolo do SUS e a **figura 2**, o seu circuito equivalente teórico.

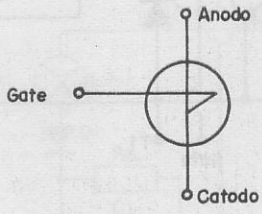


FIGURA 1

Os dois transístores do modelo eletrônico (**figura 2**) proporcionam uma realimentação positiva. Por um transístor ser PNP e o outro, NPN, o dispositivo só funciona polarizado.

O resistor R é um limitador, evitando disparos acidentais com aumento de tensão.

O diodo Zener do modelo eletrônico não conduz enquanto a tensão aplicada é menor do que seu valor. Aumentando a tensão entre catodo e gatilho (respectivamente, anodo e catodo do zener), este entra em condução, causando fluxo de uma corrente da base do transístor PNP. Com o aumento desta corrente os dois transístores entram em estado de condução e saturação em que o SUS está ligado.

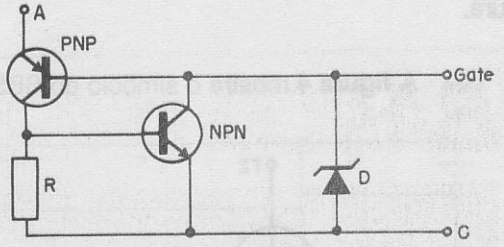


FIGURA 2

Para desligá-lo é preciso inverter a polaridade do emissor do transístor PNP (anodo).

A **figura 3** ilustra a curva característica do SUS.

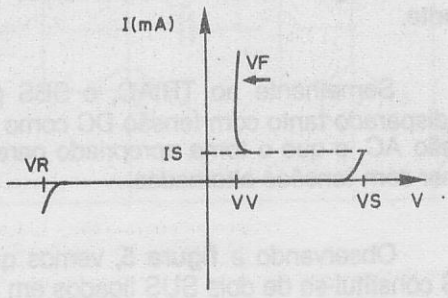


FIGURA 3

Os parâmetros usados na **figura 3** são definidos por:

VS: tensão de chaveamento. É a maior tensão aplicada sem provocar a operação do SUS.

IS: corrente de chaveamento. Flui através do dispositivo quando é aplicado a tensão de chaveamento (VS).

VF: tensão de condução. É a tensão que aparece quando o dispositivo está conduzindo.

VV: é a mínima tensão através do dispositivo quando em condução.

VR: tensão de ruptura. O SUS não ceita trabalhar com tensões reversas.

SBS

O SBS (Silicon Bilateral Switch) é um comutador bilateral de silício com características elétricas bem semelhantes ao TRIAC, razão pela qual é chamado de TRIAC em miniatura.

A **figura 4** mostra o símbolo do SBS.

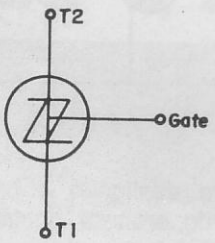


FIGURA 4

A **figura 5**, o modelo eletrônico equivalente.

Semelhante ao TRIAC, o SBS pode ser disparado tanto com tensão DC como com tensão AC, o que o torna apropriado para trabalhar com tensões alternadas.

Observando a **figura 5**, vemos que o SBS constitui-se de dois SUS ligados em antiparalelo. A simetria do disparo é ótima, devido a simultânea difusão dos dois diodos zeners.

A fim de entendermos na prática o funcionamento destes dispositivos, analisaremos o circuito da **figura 6**.

Relação de componentes

R1 - 330 Ohms
R2 - 10 K
R3 - 3K3
R4 - 22 K
R5 - 22 K
R6 - 47 K
R7 - 4,7 Ohms
R8 - 47 K
R9 - 22 K
R10 - 22 K
R11 - 47 K
R12 - 390 Ohms
C1 - .01 µF
C2 - .01 µF
C3 - .01 µF
C4 - 47 n
D1 a D4 - 1N4001
L1 a L4 - lâmpadas 6 V
T1 - D29A
T2 a T5 - 2N4990 ou 2N4987
T6 - D29A
VCC - 7 V

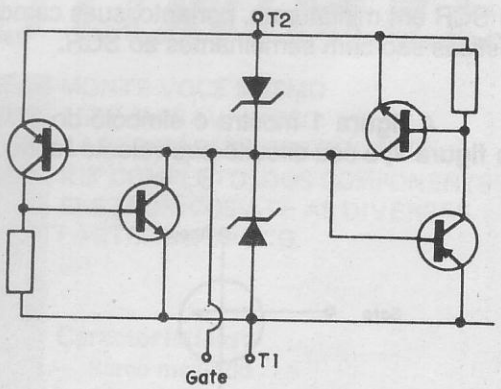


FIGURA 5

Este circuito é um contador em anel. É fato conhecido de que os circuitos integrados digitais tanto da família TTL como da família MOS não possuem correntes e potências suficientes para se trabalhar com circuitos industriais, principalmente naquelas máquinas que irão trabalhar em locais onde as condições atmosféricas são muito severas,

tais como: locais extremamente úmidos (usinas), altas temperaturas etc.

Devido a este e muitos outros fatores, se torna favorável o uso do SUS ou SBS. Dizemos um ou outro, pois, como já citamos, suas características são idênticas, apenas que o SUS trabalha com tensão DC; enquanto que o SBS trabalha com tensões AC.

Contador em Anel

O contador em anel deve gerar a seguinte seqüência:

Q3	Q2	Q1	Q0
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	0
1	0	0	0
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	0
1	0	0	0

Em contadores, chamamos as saídas por "Q", em função da terminologia usada em flip-flops. Assim, Q3 é formado por T2; Q2, por T3 Q1, por T4 e a saída Q0 é formada pelo SUS T5.

As lâmpadas L1, L2, L3 e L4 serão via os diodos D1, D2, D3 e D4; alimentadas quando os comutadores SUS operarem. Isto ocorrerá um de cada vez, na seqüência da tabela acima.

Funcionamento

Ao ligarmos a chave SW1, o transístor T6 conduzirá e, via coletor, por meio do resistor de carga R7, alimentará todas as lâmpadas, embora estas não se acenderão, pois fica faltando fechar o circuito com o terra; isto será feito pelos comutadores unilaterais de silício (T2 a T5).

Tão logo o transístor T6 entra em operação, também o transístor T1 começa a conduzir, aplicando uma tensão via R1 para o gatilho de T2. Ora, com a chegada da tensão de gatilho em T2, haverá condução de anodo

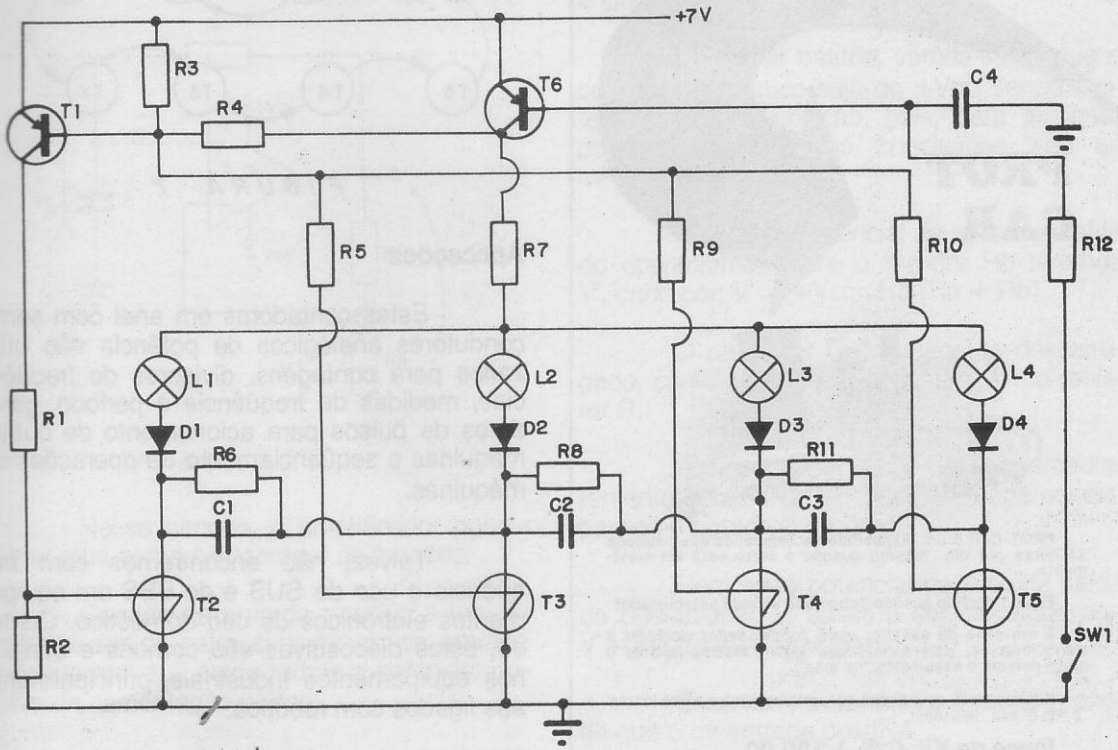


FIGURA 6

para catodo e, por meio de D1 se fechará o circuito, fazendo com que a lâmpada L1 se acenda.

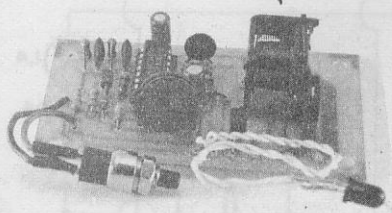
O resistor R2 atua como um limitador de corrente e impede retorno de tensão negativa para o gatilho de T2.

O tempo em que a lâmpada L1 permanecerá aceso depende da constante de tempo RC determinada por R6 e C1.

Conforme foi visto na parte teórica, para desligar o SUS é preciso inverter a polaridade no anodo, da mesma forma que no SCR. Esta função será feita quando C1 estiver totalmente carregado, fazendo conduzir T3.

Note, porém, que T3 já estava com um pulso no gatilho, tensão esta desenvolvida nos resistores R4 e R5. Mas, a polaridade de anodo e catodo de T3 não estava correta. Agora, devido a constante de tempo de R6 e C1, T3 começa a conduzir.

PROT CAR



PROT-CAR é um dispositivo de segurança que funciona 24 horas por dia, mesmo quando o carro está em movimento.

Fique tranqüilo quando deixar seu veículo estacionado!

E em caso de assalto, você poderá evitar violência e tranqüilizar-se, pois saberá que alguns metros adiante o carro deixará o assaltante "na mão".

Kit completo com todos os componentes e placa (CAIXA E RELÉ NÃO INCLUÍDO).

Preço do Kit: Cz$ 1.150,00

Para pedidos via Reembolso Postal, use a carta resposta da página 80.

Novamente, outra constante RC determina o tempo de sua condução, desta feita formada por R8 e C2. Todos os resistores e capacitores devem ter os mesmos valores.

O ciclo continua quando, após um certo período, R8 e C2 comutam T4.

R11 e C3 formam a constante RC para T4 e acionam T5.

R3 é o resistor de alimentação.

R1, R5. R9 e R10 desenvolvem a tensão de gatilho dos comutadores.

R12 faz a polarização de base de T6.

C4 é apenas um filtro de AC.

A **figura 7** ilustra a seqüência de contagem deste circuito.

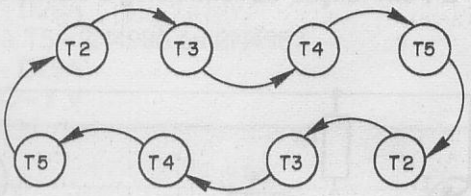


FIGURA 7

Aplicações

Estes contadores em anel com semicondutores analógicos de potência são utilizados para contagens, divisores de freqüências, medidas de freqüência e período, geradores de pulsos para acionamento de outras máquinas e seqüenciamento de operações de máquinas.

Talvez, não encontremos com freqüência o uso do SUS e do SBS em equipamentos eletrônicos de uso doméstico. Contudo, estes dispositivos são comuns e básicos nos equipamentos industriais, principalmente aos ligados com robótica.

Oscilador de relaxação com operacional

Aldoberto Lopes

Neste artigo, veremos o amplificador operacional funcionando como oscilador de relaxação.

Utilizado na configuração de oscilador, podemos obter do amplificador operacional ondas retangulares e quadradas de excelente desempenho.

Na **figura 1** temos o circuito básico de um oscilador de relaxação utilizando um amplificador operacional, que o leitor já deve conhecer.

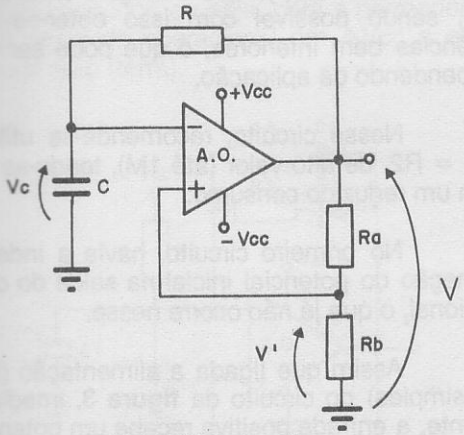


FIGURA 1

Nesse circuito, o amplificador operacional atua como comparador de tensões.

Quando na entrada positiva a tensão presente for de valor superior ao da entrada negativa, em sua saída temos o potencial positivo de alimentação (+Vcc).

Na situação inversa, o potencial verificado em sua saída será o negativo de alimentação (-Vcc).

Ligado à entrada positiva temos um divisor de tensão formado por Ra e Rb, que tem em sua saída uma parcela da tensão de saída do amplificador operacional.

A entrada negativa tem por potencial o mesmo potencial do capacitor C, que carrega-se e descarrega-se através do resistor R.

Ao ligarmos a alimentação desse circuito (fonte simétrica), por encontrar-se inicialmente ambas as entradas do operacional sem potencial, sua saída tanto poderá assumir o potencial de +Vcc como de -Vcc, de forma imprevisível.

No nosso estudo, vamos supor que o potencial assumido seja de +Vcc, sendo indiferente essa suposição, pois, para qualquer potencial adotado as conclusões são as mesmas.

Com esse potencial de +Vcc na saída do operacional, sobre o resistor Rb teremos V', dado por: $V' = +Vcc \cdot Rb/(Ra + Rb)$.

O capacitor C, inicialmente descarregado, começa a se carregar através do resistor R.

Assim que Vc atinge um valor imediatamente superior a V', a saída do operacional passa ao potencial de -Vcc.

Com esse potencial de -Vcc na saída do operacional, V' passa a ser calculado por: $V' = -Vcc \cdot Rb/(Ra + Rb)$.

Esse novo valor agora é muito menor do que o da entrada positiva.

A passagem da saída do operacional ao potencial negativo faz com que o capacitor

inicie sua descarga, novamente através do resistor R.

Vejamos o que acontece quando Vc = 0.

Embora o potencial da entrada negativa seja nulo (igual ao referencial), ele ainda é maior do que o da entrada positiva, por ser o segundo negativo.

Sendo assim, a saída do operacional mantém-se em -Vcc, forçando a carga do capacitor em sentido contrário.

Assim que o capacitor atinge um potencial imediatamente menor (negativamente maior) do que o da entrada positiva, a saída do operacional volta a assumir o potencial de +Vcc, sendo que a partir daí o ciclo se repete periodicamente, com freqüência dependente dos valores de R e C e do divisor formado por Ra e Rb.

Quando menor forem os valores de R e C, maior a freqüência.

Para o divisor de tensão, quando menor o valor absoluto (sinal desconsiderado) da tensão de saída do divisor, maior a freqüência.

Os gráficos da **figura 2** ilustram todo o funcionamento descrito.

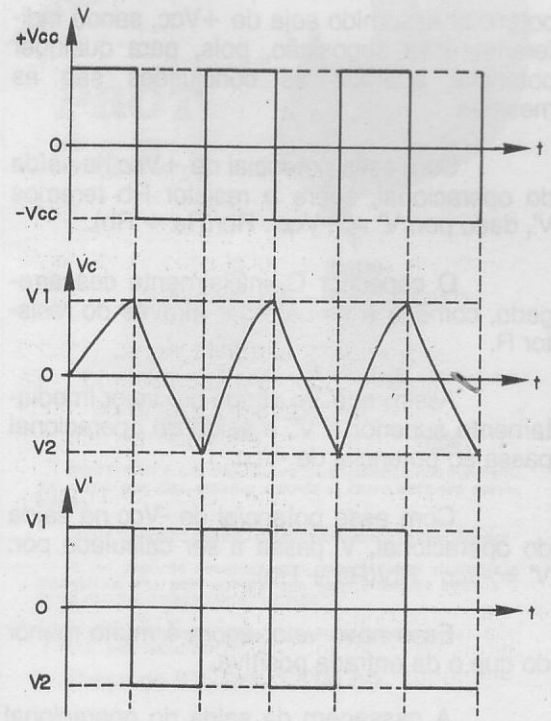


FIGURA 2

Esse circuito da **figura 1** como se apresenta, já foi muito divulgado e, por não apresentar novidade alguma, para a maioria dos leitores, talvez, não apresente muito interesse.

O circuito da **figura 3** traz algumas diferenças vantajosas.

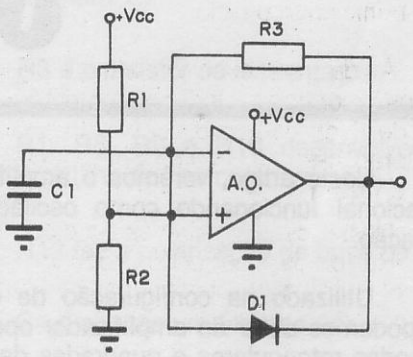


FIGURA 3

Em princípio, já elimina a fonte simétrica, o que, sem dúvida, é bem significante.

Além disso, permite o uso de um capacitor eletrolítico, já que a carga é unidirecional, sendo possível com isso obter-se freqüências bem inferiores, o que pode ser útil, dependendo da aplicação.

Nesse circuito, recomenda-se utilizar R1 = R2, de alto valor (até 1M), tendo-se assim um reduzido consumo.

No primeiro circuito, havía a indeterminação do potencial inicial na saída do operacional, o que já não ocorre nesse.

Assim que ligada a alimentação (fonte simples) do circuito da **figura 3**, imediatamente, a entrada positiva recebe um potencial de Vcc/2 (no caso de R1 = R2).

Como o capacitor, inicialmente, encontra-se descarregado, o potencial na entrada negativa é nulo.

Portanto, de início a saída apresenta-se em +Vcc.

Assim que o capacitor atingir um potencial imediatamente superior ao da entrada positiva, a saída do operacional passa ao potencial de terra, o que tira o diodo D1 do corte,

que passa a fixar à entrada positiva o potencial de, aproximadamente, 0,6 V.

Esse novo potencial, agora, é muito menor do que o da entrada negativa, sendo que o operacional mantém sua saída em nível de terra até que o capacitor descarregue-se a um potencial imediatamente inferior aos 0,6 V da entrada positiva, quando então a saída do operacional voltará a +Vcc, levando D1 ao corte e reiniciando o ciclo.

Ainda para esse circuito da **figura 3** podemos controlar independentemente o tempo de cada estado da saída do operacional, alterando-se o circuito para o que nos mostra a **figura 4**.

Nesse circuito, através do diodo D3 e resistor R3 temos a carga do capacitor, durante a qual a saída do operacional se encontra em +Vcc.

A descarga do capacitor se faz através do diodo D4 e resistor R4, durante a qual a saída do operacional se encontra com o potencial de alimentação negativo, que nesse circuito pasou a ser o próprio terra.

Com valores diferentes para R3 e R4 temos tempos diferentes para a carga e descarga do capacitor, ou seja, para a permanência da saída do operacional em +Vcc e em potencial nulo (terra).

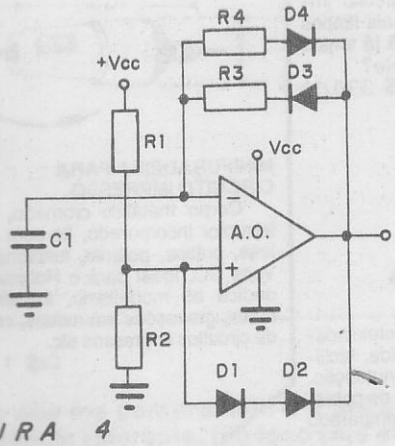


FIGURA 4

Quando se trata de osciladores, é comum se deixar como aplicação um circuito prático de áudio ao encerrar-se o assunto.

Por ser tão comum isso, o leitor já deve estar expert em lidar com osciladores de áudio e pode muito bem, sozinho, adaptar os circuitos apresentados para torná-los completos como osciladores de áudio, conforme exigências.

Para diferenciar, encerramos com um circuito de controle para um relé. Nesse circuito, ao receber o potencial positivo de alimentação, o oscilador de relaxação abre e fecha ciclicamente os contatos do relé, que podem, por exemplo, pôr em funcionamento uma buzina ou uma cigarra em uma aplicação como dispositivo alarmante.

Quando a chave de duas posições coloca no circuito o capacitor C2, esse capacitor retarda o início das oscilações, sendo esse tempo de retardo útil, por exemplo, para que se processe o reset antes do disparo.

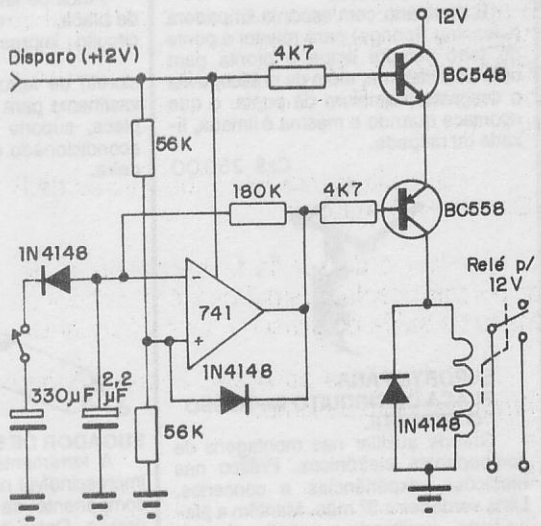


FIGURA 5

É importante numa aplicação como complemento de um alarme que, ao ser dado o reset nesse alarme, haja a descarga de C2, para que na próxima solicitação novamente haja o retardo.

Separamos a alimentação do circuito oscilador de relaxação da alimentação do relé pois o oscilador não requer corrente de muita significância, sendo que ele pode ser alimentado por uma etapa do circuito de alarme que não necessita apresentar, obrigatoriamente, potência de saída expressiva.

Já o relé, requer uma sensível corrente para ser acionado, o que nos leva à decisão de alimentá-lo diretamente pela fonte, com o chaveamento do transístor Q1.