Nº 26

Cz$ 1.800,00

ELÉCTRON

RÁDIO • TELEVISÃO • ELETRÔNICA GERAL

VHF

Conversor para AM
Conversor para FM
Pré de RF com dual gate MOS FET

Sensível alarme de aproximação

Transmissor telefônico

Repelente eletrônico

Detetor de metais

Antenas curtas

Auto-bronze

e mais ...



CURSO Técnica Digital

Altamira, Boa Vista, Macapá, Manaus, Rio Branco, Santarém Cz$ 2.340,00

VHF

Conversor para AM
Conversor para FM
Pré de RF com dual gate MOS FET

Leo Masov

A maioria dos leitores sabem que uma das bandas mais ativas do espectro de rádio-freqüências é a banda de VHF.

Na faixa de VHF (que quer dizer Very High Frequency, significando freqüências muito altas) estão as transmissões de 30 MHz a 300 MHz e este amplo espectro abrange, entre outros serviços, a faixa de rádio-amadores de 6 metros, a faixa de rádio-amadores de 2 metros, a faixa de rádio-amadores de 220 MHz, os canais de televisão (canal 2 a canal 13), as estações de FM comercial de 88 a 108 MHz, bem como as faixas de aviação de 118 a 136 MHz, a faixa para navegação marítima de 156 a 162 MHz, a faixa da polícia, ambulância, bombeiros, serviços públicos, rádio-taxis, etc. . .

Como estamos percebendo, apenas com uma lista parcial dos usuários de equipamentos na faixa de VHF, podemos prever que as atividades nunca param e as pessoas que tiverem um receptor para esta banda certamente terão muitas horas de distração e lazer, escutando a troca de informações ou mesmo acompanhando a seqüência de acontecimentos no exato instante em que estão ocorrendo.

Entretanto, o maior problema é a obtenção dos equipamentos apropriados para a recepção da faixa de VHF, pois a maioria dos amadores não dispõe de instrumental adequado para a correta calibração dos receptores em VHF.

O uso de pequenos receptores do tipo super-regenerativo não resolve a situação, pois, apesar de serem mais simples de montar, também apresentam as dificuldades inerentes ao projetos de rádio-freqüência em VHF, além de produzirem oscilações e interferências indesejáveis e não terem uma sensibilidade aceitável para os experimentadores mais sérios.

Para conseguirmos bons resultados é necessário o emprego de receptores do tipo super-heteródino, capazes de sintonizar as altas freqüências mencionadas.

A construção completa de um receptor super-heteródino para VHF é uma tarefa bastante demorada, requerendo um bom conhecimento técnico e bastante recursos por parte do amador que tentar esta proeza.

Para tornar acessível aos amadores menos experimentados e que tenham um mínimo de recursos, resolvemos publicar alguns circuitos já experimentados e que permitem a escuta confortável dos sinais em VHF.

A fórmula adotada para a construção do receptor de VHF foi a de usar um sistema de dupla conversão, em que a primeira conversão transforma os sinais desejados de VHF em uma freqüência intermediária capaz de ser recebida por receptores de rádio convencionais, que tratarão, então, de fazer a segunda conversão e demodular e amplificar o sinal.

Ainda, como veremos a seguir, apresentamos dois esquemas de conversores, um para AM e outro para FM.

Também, para concluir, apresentamos o esquema de um pré-amplificador de VHF, capaz de extrair os débeis sinais desejados dentre todos os sinais misturados na entrada, encaminhando-os para o conversor.

Princípio de funcionamento

O princípio de funcionamento do con-

versor de VHF está indicado no diagrama em blocos da **figura 1.**

Como percebemos, os sinais captados pela antena são levados ao circuito sintonizado de entrada de VHF, que seleciona qual a freqüência que queremos receber.

Ao mesmo tempo, o oscilador local produz uma oscilação estável numa dada freqüência e estes sinais são levados ao misturador.

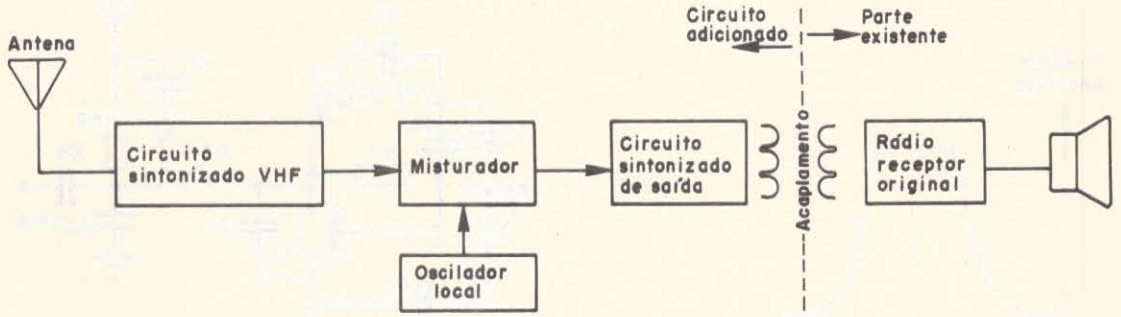


FIGURA 1

No misturador teremos então o sinal de VHF selecionado pelo circuito ressonante e o sinal contínuo do oscilador local.

Na saída do misturador, como o próprio nome indica, teremos os sinais misturados, obtendo-se além dos sinais originais, uma série de sinais resultantes das misturas aditivas e substrativas entre os sinais originais e suas harmônicas, bem como outros subprodutos.

Todos os sinais do misturador, passam por um circuito sintonizado de saída, que seleciona apenas um dos sinais misturados e este sinal selecionado, ainda irá conter todas as informações do sinal original de VHF; apenas terá sido convertido para outra freqüência.

Se escolhermos adequadamente a freqüência do oscilador local do conversor, poderemos fazer com que a mistura de sinais, resulte em uma freqüência de 540 a 1630 KHz e, então, poderemos usar um rádio receptor comum de ondas médias para receber os sinais desejados de VHF que foram convertidos.

Ainda, se escolhermos uma outra freqüência para oscilador local do conversor, poderemos fazer com que a mistura de sinais resulte em uma freqüência de 88.1 a 107.9 MHz e, então, poderemos usar um rádio receptor comum de FM para receber os sinais desejados de VHF que foram convertidos.

Para os leitores que gostam de saber com mais detalhes os motivos técnicos que justificam uma ou outra escolha do conversor, vamos continuar um pouco mais com as explicações e comparar as diferenças.

A primeira e evidente diferença está no fato de que os rádio-receptores usados, irão funcionar sem nenhuma modificação nos seus circuitos internos e, portanto, deverão continuar a receber sinais em AM ou em FM.

A maioria dos serviços na faixa de VHF usa na transmissão, a modulação em freqüência, mas, uma exceção é o serviço de aviação que faz uso de modulação em amplitude.

Agora, poderia parecer à primeira vista, que baseados no sinal que queremos receber teremos definidos o tipo de conversor a usar.

Na realidade não é bem assim.

Vejamos a **figura 2.**

Na **figura 2** temos indicadas as curvas de receptores de Amplitude Modulada (**figura 2A**) e de Freqüência Modulada (**figura 2B**).

Embora estas sejam curvas teóricas, é fácil perceber que no caso do rádio-receptor de AM, se o sinal de entrada não estiver centrado na Freqüência Intermediária, a inclinação da curva de seletividade do rádio AM irá funcionar como um demodulador de freqüência, possibilitando assim uma recepção de sinais modulados em freqüência.

Por sua vez, no caso do rádio-receptor de FM, a demodulação de sinais modulados em amplitude, será possível pelo funcionamento não ideal do limitador e demodulador, lembrando também que todo processo de modulação em amplitude gera **bandas laterais**, que passam a ser interpretadas como **modulações de freqüência** e serão recebidos

pelo rádio-receptor.

Pois bem, sabemos agora que tanto um como outro sistema de conversão poderá dar resultados satisfatórios em qualquer tipo de rádio-receptor AM ou FM, dependendo do grau de desempenho que os leitores desejem.

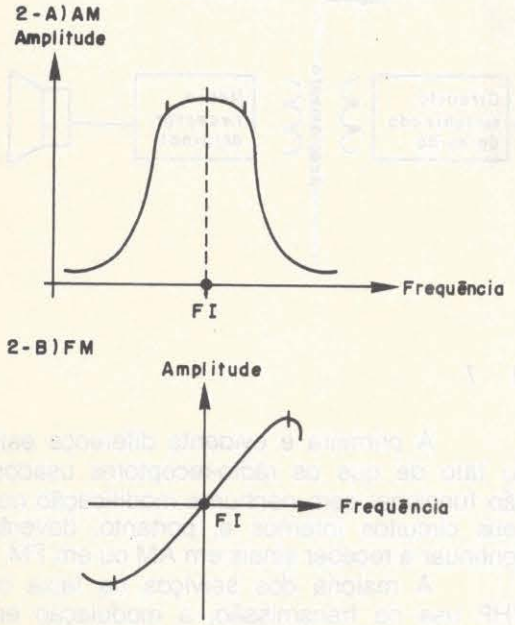


FIGURA 2

Resta ainda outra característica importante que diferencia um conversor do outro.

Como alguns já podem ter percebido, esta característica está ligada ao modo que usaremos para sintonizar o conversor.

Existem duas formas de sintonia:

A) sintonizar o rádio-receptor numa freqüência fixa e então variar o oscilador local do conversor para ouvirmos o sinal desejado.

B) sintonizarmos o oscilador local do conversor numa freqüência fixa e variar a sintonia do rádio receptor para ouvirmos o sinal desejado.

Mantendo a sintonia no rádio-receptor, tornar-se evidente que no caso de usarmos um conversor para ondas médias em AM teremos uma cobertura de cerca de 1 MHz (540 a 1630 KHz) e para o caso de usarmos um conversor para FM teremos uma cobertura de cerca de 20 MHz (88 a 108 MHz).

Os projetos descritos aqui permitem que os leitores escolham a opção que melhor atenda às suas necessidades particulares.

O conversor VHF para AM ondas médias

O esquema completo do conversor VHF para AM ondas médias está indicada na **figura 3**.

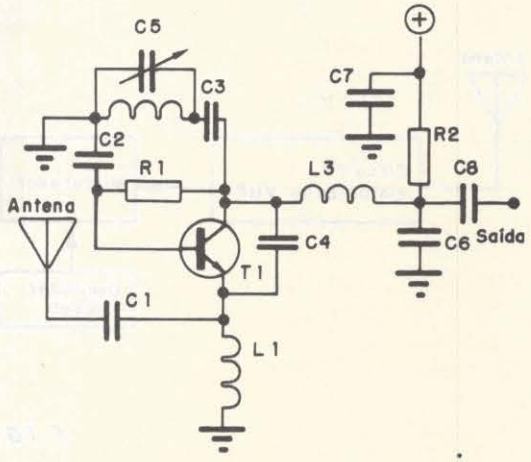


FIGURA 3

hardware

Cursos em fita de vídeo VHS

Eis aqui a maneira mais fácil, rápida e barata de você entrar na era da informática.

Tudo explicado e mostrado de forma acessível, sem mistério, em uma fita de vídeo VHS que você poderá ver no conforto de sua casa.

Fita 1 – MICROPROCESSADORES

Arquitetura dos microprocessadores de 8 a 16 bits.
Memórias RAM, ROM, PROM e EPROM.
Estudo completo do hardware dos principais microprocessadores.
Outros tópicos abordados: interfaces, registradores, mapeamento de memórias e etc.

Fita 2 – MICROCOMPUTADOR DE 8 BITS

Descrição detalhada do micro de 8 bits da linha APPLE.
Descrição do 6502
Filmagens práticas mostrando todo o funcionamento de um microcomputador de 8 bits.

Fita 3 – MICROCOMPUTADOR DE 16 BITS

Descrição detalhada do micro de 16 bits da linha IBM-PC.
Descrição do 8086 e 8088.

Preço de cada fita: Cz$ 27.000,00

Para pedidos via reembolso postal use o cupom da última página.

O transístor é um transístor NPN para altas freqüências e está ligado como oscilador na freqüência determinada por L2 e C5.

A polarização de base do transístor T1 é dada por um resistor R1 de 270K e a base está desacoplada pelo capacitor C2 de 470pF.

O capacitor C3 de 470 pF acopla o coletor de T1 ao circuito oscilante.

O capacitor entre emissor e coletor de T1 é C4 de 10 pF.

O sinal de VHF que desejamos converter é acoplado da antena ao emissor do transístor T1 pelo capacitor C1 de 10 pF.

O choque de RF L1 no emissor completa o circuito do oscilador/misturador.

Na saída de coletor encontramos um choque L3 que bloqueia os sinais de freqüências mais altas, permitindo apenas a passagem dos sinais adequados ao rádio-receptor. O choque L3 é igual ao L1.

O capacitor C6 de 100 pF também elimina sinais que poderiam afetar o rádio.

O resistor R2 de 1K ohms é a carga DC do coletor de T1 e o sinal convertido é retirado por C8 de 10 nF e encaminhado ao rádio.

Finalmente, o capacitor C7 desacopla a fonte de alimentação.

Montagem

Por tratar-se de um circuito de VHF onde o comprimento dos fios de ligação é crítico, bem como a correta disposição dos componentes, recomendamos que a montagem seja feita de preferência em uma placa de circuito impresso de boa qualidade, obedecendo o que é mostrado na **figura 4.**

Depois de confeccionada a placa de circuito impresso, tome as precauções usuais, certificando-se de que não existem trilhas em curto circuito ou trilhas interrompidas.

As peças que poderão ser feitas pelos próprios leitores são as seguintes:

Para os choques L1 e L3 use indutores de cerca de 10 micro-henry ou enrole cerca de 50 espiras de fio 34 sobre um corpo de resistor de 1M ohms x 1/2 watt; para L2 enrole cerca de 3 ou 4 espiras de fio 16 com diâmetro interno de 10 mm.

Coloque o transístor T1 na posição certa sem inverter os seus terminais e faça a soldagem perfeita, elétrica e mecanicamente, sem superaquecer os componentes.

Ajustes

Utilizando uma antena externa adequada para a faixa de freqüências que iremos receber, ligamos o conversor e o rádio-receptor de ondas médias de AM.

Interligamos o conversor ao rádio-receptor por meio de um pedaço curto de cabo coaxial e sintonizamos inicialmente o rádio-receptor em uma freqüência livre em torno de 1000 KHz (ou 1 MHz).

Muito lentamente e com uma chave isolada não metálica ajustamos o capacitor variável C5 até sintonizarmos a freqüência desejada.

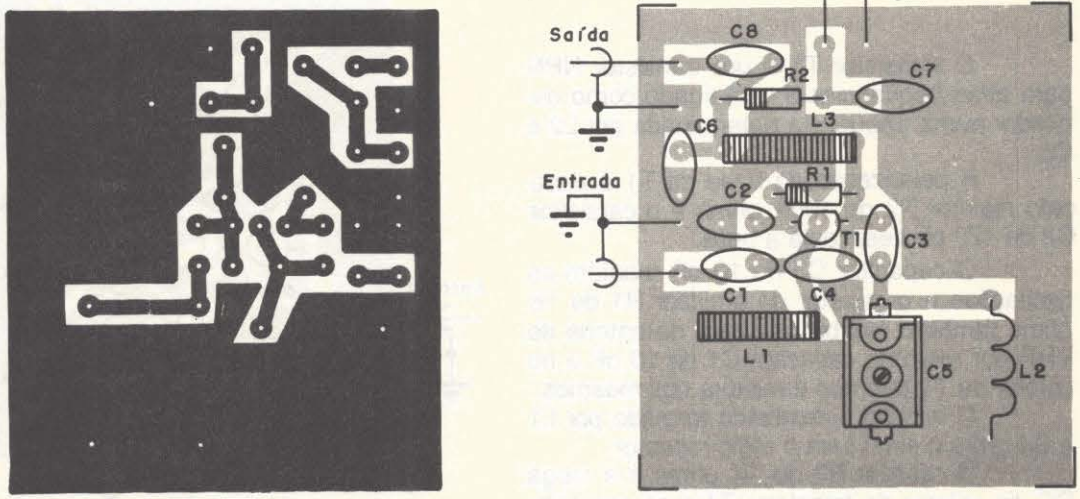


FIGURA 4

Dependendo da posição do capacitor C5 poderemos variar o espaçamento de L2, apertando ou afastando suas espiras. Também poderemos variar o número de espiras de L2 caso a sintonia desejada não seja obtida, até alcançarmos a freqüência correta.

Usos

Uma vez realizados os ajustes do conversor de VHF para ondas médias, bastará termos uma escala de conversão entre as freqüências recebidas e a escala original do rádio-receptor, ou então, como vimos, uma escala para cada posição do capacitor variável C5.

O rádio-receptor permanece com todas as caractetístca's originais e nada terá alterado, voltando a funcionar da maneira convencional ao desligarmos o conversor.

O conversor VHF para FM

O esquema completo do conversor VHF para FM está indicado na **figura 5**.

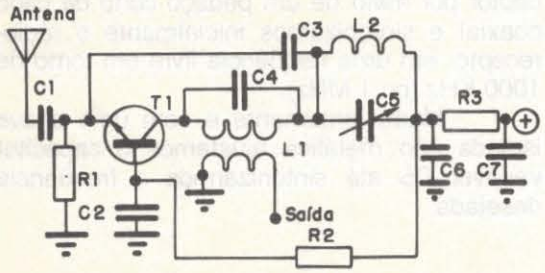


FIGURA 5

O transístor T1 é um transístor NPN para altas freqüências e está ligado como oscilador numa freqüência determinada por L2 e C5.

A polarização da base de T1 é dada pelo resistor R2 de 100K ohms e o capacitor C2 de 470 pF desacopla a base.

O capacitor C3 de 10 pF mantém as oscilações e o resistor de emissor R1 de 1K ohms também recebe os sinais da antena de VHF por meio do capacitor C1 de 10 pF e no coletor de T1 teremos a mistura dos mesmos.

O circuito sintonizado formado por L1 e C4 retira o sinal para o rádio-receptor.

O resistor R3 de 1K ohms é a carga DC de coletor do transístor T1 e os capacitores C6 de 100 pF e C7 de 10 nF desacoplam a fonte de alimentação.

Montagem

Devido às mesmas considerações sobre circuitos de altas freqüências, a disposição dos componentes e a forma de ligá-los é crítica, sendo altamente recomendado o uso de placa de circuito impresso de boa qualidade conforme mostrado na **figura 6**.

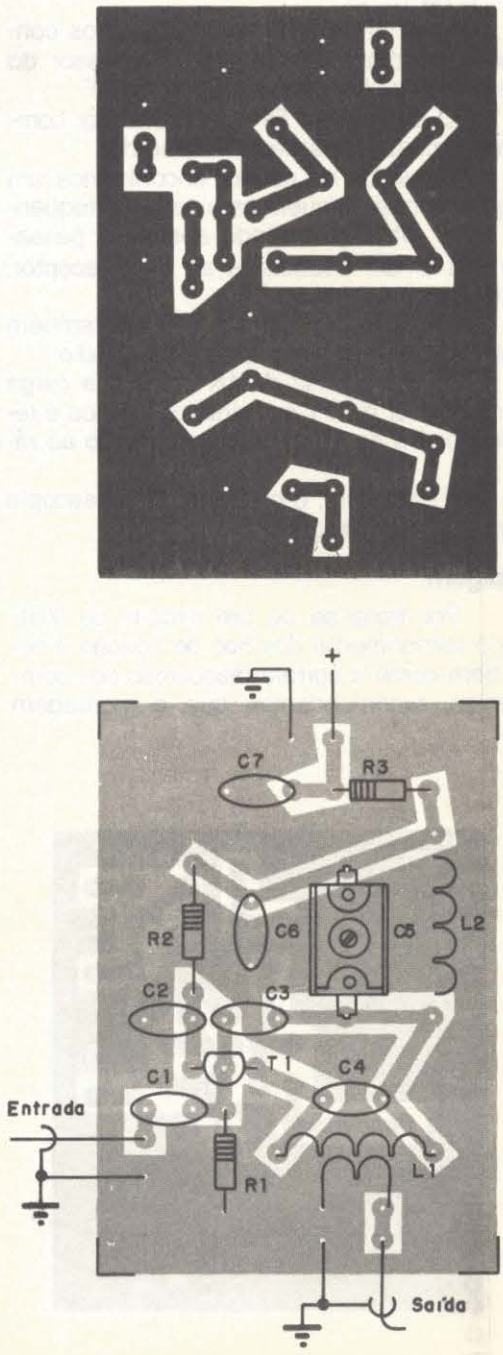


FIGURA 6

Observando os mesmos ítens anteriores, confira a placa de circuito impresso, confira a disposição dos componentes e dos terminais do transístor T1.

As duas bobinas L1 e L2 deverão ser feitas pelos leitores conforme as instruções a seguir:

Para L1 use 4 espiras de fio 16 enrolados com diâmetro interno de 10 mm e monte o secundário com duas espiras também de fio 16 entre espiras do enrolamento primário.

Para L2 use fio 24 e enrole cerca de 10 espiras com diâmetro de 10 mm. O número exato de espiras irá depender da faixa de freqüências que queremos receber, mas, para os testes iniciais, estas indicações são suficientes.

Finalmente, solde todos os componentes sem superaquecer e garanta uma boa estabilidade elétrica e mecânica.

Ajustes

Use uma antena apropriada para a faixa de freqüências que quer receber, ligue o conversor e o rádio-receptor de FM, interligando-os por meio de um pequeno cabo coaxial.

Sintonize inicialmente o rádio-receptor em torno de 98 MHz e muito lentamente, com uma chave isolada não metálica, faça com que a combinação L1/C4 ressoe também em torno de 98 MHz. Aproxime ou afaste as espiras com a chave.

A seguir, ajuste o capacitor C5 para receber o sinal desejado.

Conforme a posição do capacitor C5, o número de espiras de L2 poderá ser variado até conseguirmos a cobertura desejada.

Usos

Similarmente ao uso do primeiro conversor, este também poderá ter uma escala de conversão entre as freqüências recebidas e a escala original do rádio-receptor ou então, também, uma escala para cada posição do capacitor variável C5.

Como sabemos, o rádio-receptor permanece com todas as características originais e nada será alterado, voltando a funcionar da maneira convencional ao desligarmos o conversor.

Observações gerais

Qualquer um dos dois conversores poderá ser alimentado com 12 volts que poderão, inclusive, ser retirados do rádio-receptor em que estarão conectados.

Para operação móvel isto é bastante útil, pois a bateria do automóvel fornecerá diretamente a alimentação necessária ao funcionamento.

Para os leitores que desejarem, os conversores também poderão ser usados com baterias de alimentação de 9 volts, dispensando assim mais ligações com o equipamento, bastando ligar a parte referente ao sinal de RF.

O funcionamento e o desempenho dos conversores irá satisfazer plenamente a curiosidade dos que gostariam de ouvir a faixa movimentada de VHF e até agora não dispunham de meios para "corujarem".

O uso de rádio-receptores em ligação super-heteródina de dupla conversão, trará bons resultados e se os rádio-receptores forem sensíveis e blindados com caixa metálica os resultados serão ainda melhores, (como nos auto-rádios).

Se o rádio-receptor usado tiver baixa sensibilidade não espere copiar os sinais de forma supreendente e para remediar esta deficiência você poderá fazer uso de um pré-amplificador reforçador de sinais para VHF como o descrito a seguir.

Pré-amplificador reforçador de VHF

A forma mais simples de melhorar a sensibilidade de um rádio-receptor, sem ter que alterar sua fiação interna nem modificar ou acrescentar novos circuitos dentro do mesmo, é por meio de um pré-amplificador reforçador de sinais de RF, colocado logo na entrada de antena, entre a antena extena e o rádio propriamente dito.

Vários circuitos já foram publicados nas revistas especializadas, mas a maioria dos esquemas precisa de blindagens especiais e de calibração crítica quando se trata de amplificar sinais de VHF.

Um circuito já conhecido pelos rádio-amadores apresenta bons resultados na faixa de VHF e faz uso de um único transitor MOS-FET de duas portas, do tipo 40673. Este circuito ligeiramente modificado, foi usado com êxito para a função de pré-amplificador reforçador de sinais para VHF e seu esquema completo está ilustrado na **figura 7**.

O transístor T1 é um transítor RCA do tipo 40673, MOS-FET de porta dupla, capaz de apresentar alto ganho e baixo ruído na região de VHF.

O funcionamento é estável e o ganho adicional melhorará sensivelmente **qualquer**

receptor, a não ser, claro, os receptores profissionais que já apresentam sensibilidade elevada.

A análise do circuito do pré-amplificador reforçador é simples, sendo o transístor T1 polarizado por meio dos resistores R2 (150K) e R3 (47K) na porta 2 e pelo resistor R1 (220 ohms) no terminal fonte (source).

Os capacitores C4 (1 nF) e C3 (1 nF) desacoplam os mencionados pontos e a porta 1 está ligada diretamente à bobina L1 que tem um lado aterrado.

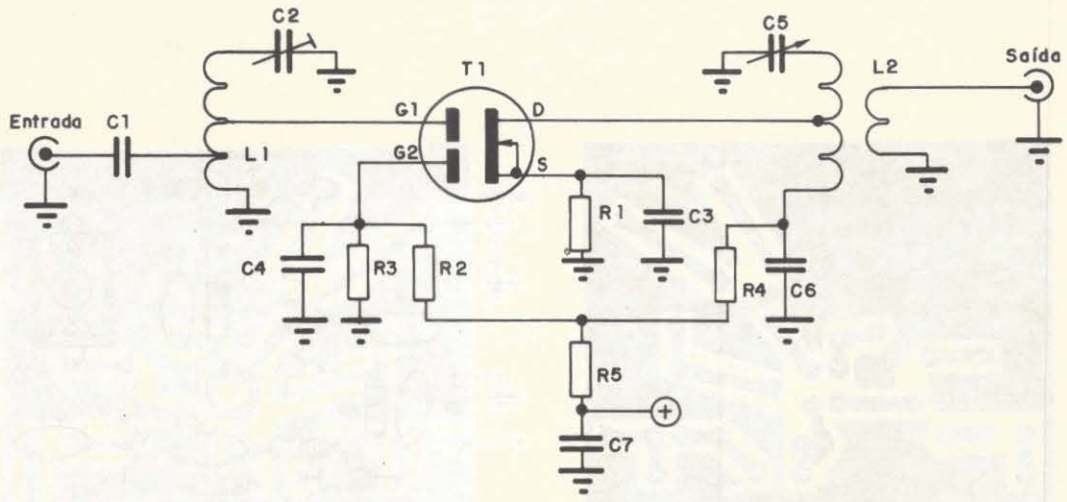


FIGURA 7

A bobina L1 em conjunto com C2 sintoniza a faixa que se quer amplificar e receber, sendo C1 (1 nF) o capacitor que acopla o sinal da antena externa ao circuito.

O dreno (drain) de T1 está ligado ao circuito sintonizado de saída, formado por L2 e C5 e o acoplamento ao rádio é feito de maneira indutiva com um enrolamento auxiliar em L2.

A alimentação de dreno (drain) é filtrada por R4 (220 ohms) e C6 (1 nF) e o resistor R5 (100 ohms) evita oscilações indesejáveis.

A entrada de alimentação é desacoplada pelo capacitor C7 (1 nF).

Montagem

Como todos os circuitos tratados aqui funcionam na região de altas freqüências em VHF, a disposição dos componentes é crítica e o pré-amplificador reforçador não foge à regra.

Caso o leitor não tenha ainda adquirido sólidos conhecimentos para trabalhar com rádio-freqüências em VHF, recomendamos que a sugestão para uso de uma placa de circuito impresso conforme usada no protótipo seja adotada.

A **figura 8** mostra a placa de circuito impresso que poderá ser usada para a montagem do pré-amplificador reforçador de VHF e todos os componentes deverão se montados de forma a reproduzir com a máxima fidelidade a disposição do protótipo.

Use uma placa de circuito impresso de boa qualidade em epoxi (fibra de vidro) para circuitos de VHF e mantenha as trilhas como no original, sem que estejam abertas ou em curto.

Use somente componentes bons, novos se possível, e não troque a posição dos terminais do transístor T1.

O transístor T1 é do tipo MOS-FET e, apesar de estar internamente protegido, devemos tomar as medidas de segurança necessárias para evitar que descargas estáticas ou fugas na ponta do soldador destruam o componente.

As peças que deverão ser construídas pelo leitor são as bobinas, conforme as seguintes indicações.

Para L1 use fio 16 e enrole cerca de 5 espiras, com derivações na 2ª espira para a antena e na 4ª espira para a porta 1 de T1. O diâmetro interno é de 8 mm.

Para L2 use também fio 16 com cerca de 4 espiras, com derivação no meio. O diâ-

metro interno também é de 8 mm. O enrolamento auxiliar de saída é de uma única espira de fio 16, isolado, colocada entre as espiras do enrolamento anterior, com o mesmo diâmetro interno.

As ligações e soldas devem ser corretas, pois em VHF não podemos ter soldas frias ou instabilidades mecânicas na montagem dos componentes, sob pena de que o circuito simplesmente não funcione.

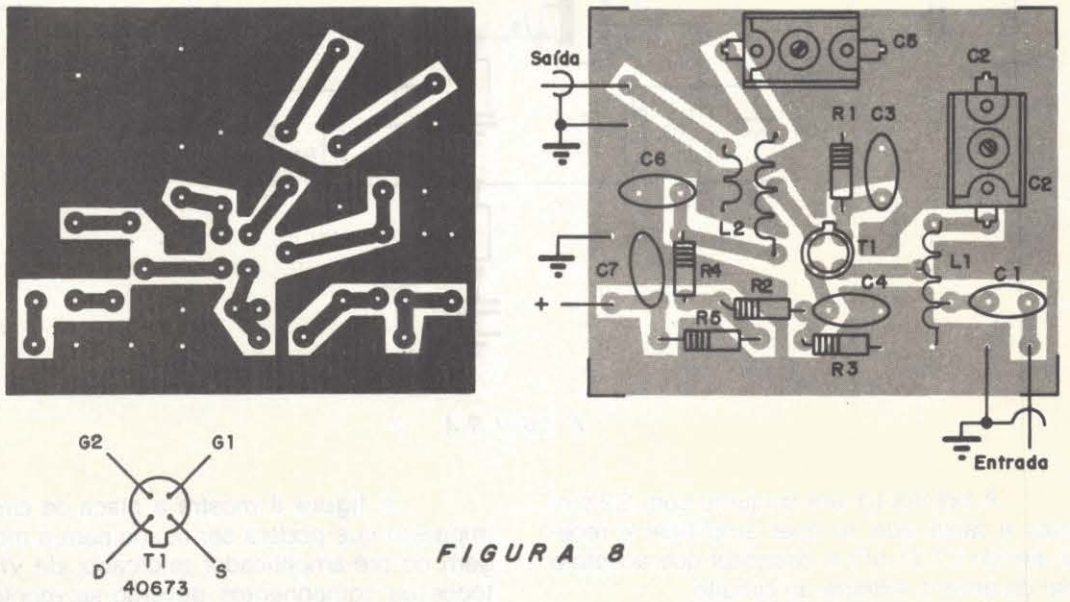


FIGURA 8

Ajustes

Uma vez montado o circuito do pré-amplificador reforçador de RF para VHF, ligue a antena, ligue o rádio-receptor e ligue o pré.

Para um desempenho mais confiável é recomendado que todo o conjunto seja colocado numa caixa metálica definitiva, aonde serão então feitos os ajustes.

Com o auxílio de um gerador de sinais ou, na falta deste, de um outro rádio calibrado, ou ainda captando uma estação conhecida, ajustaremos lentamente os capacitores ajustáveis C2 e C5 para a melhor recepção.

Apenas estes ajustes serão necessários e teremos terminada a calibração do pré-amplificador reforçador de RF de VHF.

E evidente que a chave de calibração também deverá ser isolada e não metálica.

Ainda, caso o leitor que irá montar o circuito não disponha de nenhum dos métodos mencionados para a calibração, o ajuste poderá ser feito baseando-se no nível de ruído captado no rádio-receptor, procurando, a posição dos ajustes em que o ruído captado pareça o máximo. Embora não muito recomendado, também dará resultados.

Usos

O pré-amplificador reforçador de RF de VHF poderá ser usado com qualquer um dos dois conversores descritos neste artigo e poderá ser usado em uma ampla faixa de freqüências.

O ajuste dos capacitores C2 e C5 poderá ser alterada se notarmos uma perda de sensibilidade em algum ponto da faixa de sin-

tonia, mas, normalmente, a banda passante será suficiente para que não sejam necessários ajustes posteriores.

O espaçamento, apertando ou separando as espiras de L1 e L1, poderá melhorar o desempenho do pré em freqüências da região de VHF em que a variação dos capacitores C2 e C5 não permita obter o máximo ganho.

A alimentação do pré está prevista em 12 volts, mas, com uma ligeira perda de ganho, poderá ser usado com 9 volts, a partir de baterias.

Comentários Finais

Pois bem, agora não existem mais desculpas para não ouvirmos a movimentada faixa de VHF.

Com os três circuitos aqui propostos teremos dado os passos iniciais para entrar no grupo de amadores nas faixas altas de rádiofreqüência, podendo sintonizar e receber sinais de vários serviços públicos e privados (polícia, aeroportos, táxis e etc), sem ter que gastar muito na compra de um conjunto já industrializado.

Além disto, a satisfação de ter um conjunto montado pelo próprio amador, fará com que as horas em que usarmos o conjunto VHF sejam bastante agradáveis.

E para terminar, na **figura 9** mostramos como o conjunto de VHF poderá ser ligado ao sistema por meio de uma chave comutadora de 2 posições e 3 (ou 4) pólos.

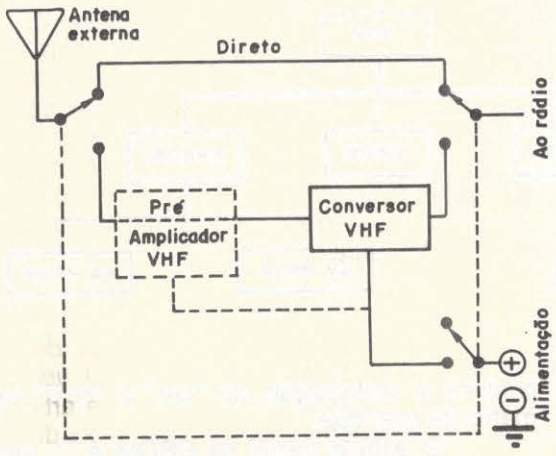


FIGURA 9

Lista de Materiais – Figura 3

T1 – Transístor para RF – NPN – BF254
R1 – 270K resistor (vermelho, violeta, amarelo)
R2 – 1K resistor (marrom, preto, vermelho)
C1, C4 – 10 pF capacitor cerâmico (disco)
C2, C3 – 470 pF capacitor cerâmico (disco)
C5 – Trimmer 3 a 30 pF
C6 – 100 pF capacitor cerâmico (disco)
C7, C8 – 10 nF capacitor cerâmico (disco)
L1, L2, L3 – Veja texto

Diversos: Placa de circuito impresso, fios, solda, fonte de alimentação 12V ou bateria 9V, fio de cobre esmaltado, etc. . .

Lista de Materiais – Figura 5

T1 – Transístor para RF – NPN – BF254
R1, R3 – 1K resistor (marrom, preto, vermelho)
R2 – 100K resistor (marrom, preto, amarelo)
C1, C3, C4, – 10 pF capacitor cerâmico (disco)
C2 – 470 pF capacitor cerâmico (disco)
C5 – Trimmer 3 a 30 pF
C6 – 100 pF capacitor cerâmico (disco)
C7 – 10 nF capacitor cerâmico (disco)
L1, L2 – Veja texto

Diversos: Placa de circuito impresso, fios, solda, fonte de alimentação 12V ou bateria 9V, fio de cobre esmaltado,etc. . .

Lista de Materiais – Figura 7

T1 – Transístor MOS/FET 40673 (IBRAPE)
R1, R4 – 220 resistor (vermelho, vermelho, marrom)
R2 – 150K resistor (marrom, verde, amarelo)
R3 – 47K resistor (amarelo, violeta, laranja)
R5 – 100 ohms resistor (marrom, preto, marrom)
C1, C3, C4, C6, C7 – 1 nF capacitor cerâmico (disco)
C2, C5 – Trimmer 3 – 30 pF
L1, L2 – Veja texto

Diversos: Placa de circuito impresso, fios, cabo coaxial, conectores, solda, fio de cobre esmaltado, etc. . .

Memórias PROM e EPROM

Sergio R. Antunes

Dando continuidade à nossa seção Hardware, comentaremos neste artigo as memórias PROM e EPROM. Os conceitos das memórias RAM e ROM são necessários para assimilação deste artigo.

Memórias PROM

Na **figura 1** temos um diagrama da classificação das memórias semicondutoras.

A RAM é do tipo volátil, lê e escreve, atuando como memória disponível para utilização de um programa. Ela pode ser dinâmica (tecnologia MOS) ou estática (tecnologia TTL com transístor).

A ROM é a memória fixa que contém as instruções pré-determinadas pelo fabricante.

Ela se divide em mais 4 tipos além dela própria: PROM, EPROM, UVPROM e EAPROM.

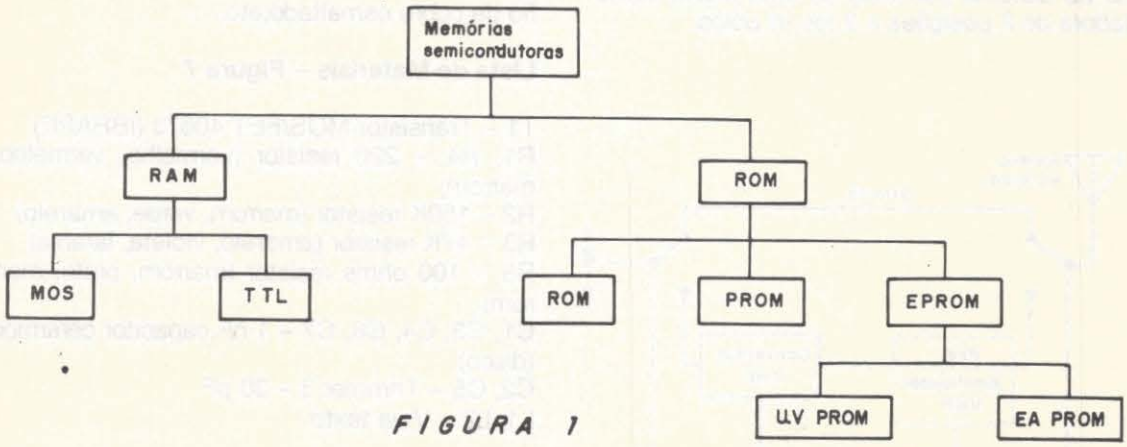


FIGURA 1

A PROM (Programable READ ONLY MEMORY) são programadas pelo próprio usuário. Em outras palavras, é uma ROM programável.

A gravação ou programação é feita internamente mediante o rompimento de fusíveis. Estes fusíveis são queimados de forma a produzir a distribuição de "um" e "zero" na matriz da memória.

O estado inicial da PROM é "1" em todas as posições. A programação consiste simplesmente em eliminar os diodos colocados nos cruzamentos onde desejamos ter nível lógico zero (0).

A **figura 2** ilustra uma matriz virgem da PROM.

A memória virgem portanto apresenta nível lógico "1" em todas as posições.

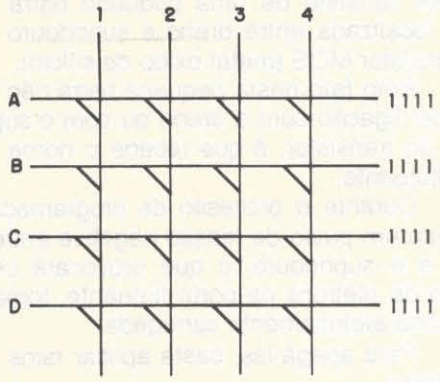


FIGURA 2

Se desejarmos ter a combinação 1001 em **A** e 0011 em **C** basta queimar os diodos internos, confome ilustra a **figura 3**. Isto é feito com uma "gravadora de memória", um aparelho especialmente projetado para isto.

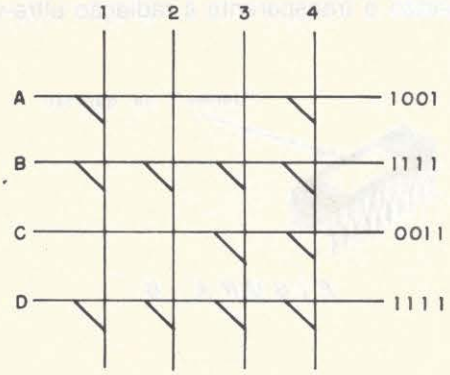


FIGURA 3

Outra possibilidade de programação é feita com a queima de fusíveis em série com a célula da memória (fusíveis do tipo fragmentos de alumínio, com amperagens baixíssimas).

A **figura 4** ilustra algumas destas possibilidades.

Para gravarmos uma certa informação, basta fazermos circular através dos fusíveis (fuse) correspondentes aos pontos de memória desejadas, uma corrente suficiente para o seu rompimento.

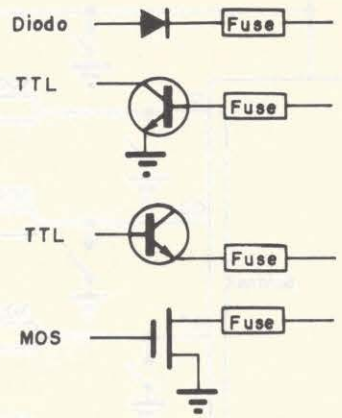


FIGURA 4

Conforme a **figura 5** ilustra, este fusível queimado irá interromper as interconexões entre linhas e colunas. Desta forma, não importa qual a tecnologia da memória (diodos, TTL ou MOS), a programação é comum para todas elas.

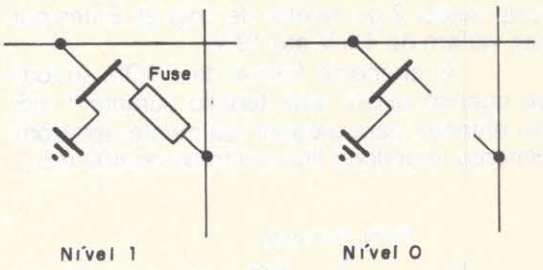


FIGURA 5

Tomemos um exemplo de gravador de PROM. Trata-se do modelo 3601 da INTEL.

Na **figura 6** ilustramos o seu circuito simplificado.

O endereçamento deve ser feito normalmente por níveis TTL. Já nas saídas a programação só pode ser realizada um bit por vez, isto é, mantendo-se um endereço, deveremos programar Q1, Q2, Q3 e Q4, um por vez. Esta programação é feita ligando-se somente a saída que se vai programar a VCC, através de um resistor de 300 ohms, enquanto que os demais transístores ficam aterrados.

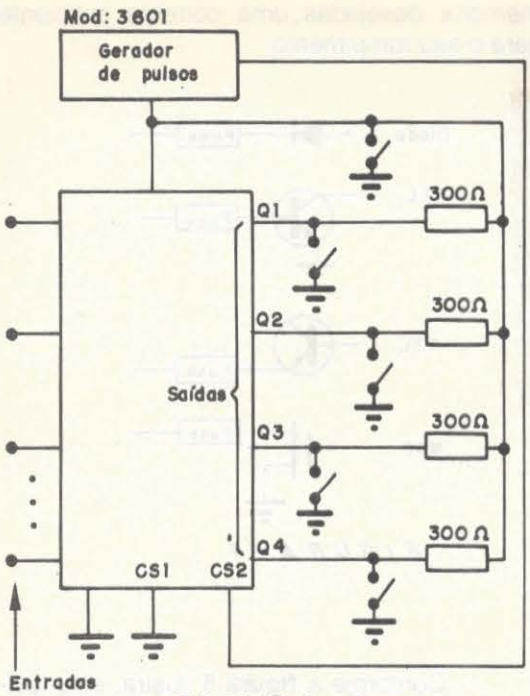


FIGURA 6

Isto forçará uma corrente na saída quando VCC for igual a 10 V.

O gerador de pulsos de programação produz uma série de pulsos na linha do CS 2 (chip select 2 ou seletor de chip 2). Estes pulsos variam de 4,5 V até 10 V.

O elemento fusível da PROM se rompe quando existir esta tensão durante 1 mS. No entanto, para garantir realmente este rompimento, o período fica em torno de 400 mS.

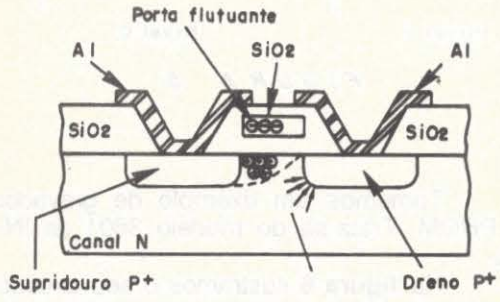


FIGURA 7

Memória EPROM

EPROM (Erasable Programmable Only Memories) são memórias PROM apagáveis. São PROMS alteráveis, que podem ser apagadas e submetidas a um novo processo de gravação.

A EPROM é fabricada com a tecnologia FANOS (Floating – Gate Avalanche – Injection MOS) ou seja, porta flutuante MOS.

A **figura 7** ilustra esta tecnologia.

Cada elemento de memória da EPROM consiste de uma pequena barra de silício localizada entre dreno e supridouro de um transístor MOS (metal óxido de silício).

Pelo fato desta pequena barra não ter qualquer ligação com o dreno ou com o supridouro do transístor, é que recebe o nome de porta flutuante.

Durante o processo de programação, aplica-se um pulso de tensão negativa entre o dreno e o supridouro, o que provocará uma injeção de elétrons na porta flutuante, tornando a porta eletricamente carregada.

Para apagá-las, basta aplicar raios ultra-violetas.

Os raios ultra-violetas criam um efeito de ionização. Este efeito faz com que o excesso de elétrons presentes na porta flutuante volte ao substrato.

Apagamento da EPROM

Na **figura 8** vemos a configuração de uma memória EPROM.

A EPROM possui uma janela de quartzo no encapsulamento do circuito integrado. O quartzo é transparente à radiação ultra-violeta.

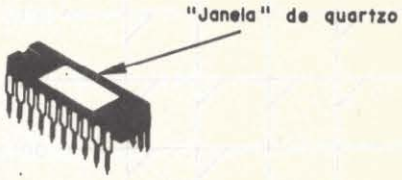


FIGURA 8

Na **figura 9** temos o diagrama em blocos de uma EPROM.

Durante a leitura, seleciona-se em primeiro lugar o endereço, do mesmo modo como é feito para programação. Em seguida, levamos o terminal CS/WE ao nível 0 (baixo).

O terminal CS/WE seleciona se a memória vai ser consultada (ler) ou se vai ser escrita (gravar).

Memórias UVPROM

A memória UVPROM (ultra-violeta PROM) é um outro nome dado a memória

EPROM, neste caso especificando que a única forma de apagamento é por meio de raios ultra-violeta.

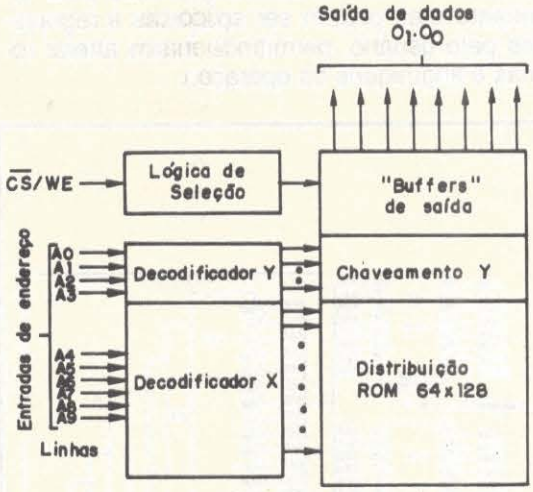


FIGURA 9

Memórias EAPROM

As memórias EAPROM (ELECTRICALLY ALTERABLE PROGRAMMABLE READY ONLY MEMORIES) é um tipo de EPROM que é apagada ou alterada eletricamente, dispensando a fonte de luz ultra-violeta.

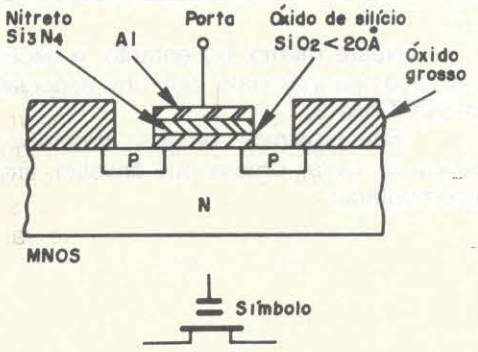


FIGURA 10

Ela é fabricada com a tecnologia N-MOS (Nitreto-MOS), porém foi feita algumas modificações de forma que ela é apagável por correntes elétricas.

Seu funcionamento está ilustrado na **figura 10.**

Se polarizarmos a porta com potencial positivo, e deixar os terminais de dreno e supridouro alimentados corretamente, os elétrons que atravessam a camada de óxido de silício por efeito túnel, dirigem-se para a camada de nitreto. Ao se encontrarem esses dois materiais, serão barrados, permanecendo aí por tempo indefinido. Nestas condições, o dispositivo MOS é mantido no estado condutor.

Se aplicarmos uma tensão negativa na porta, os elétrons que foram barrados serão eliminados por efeito túnel, atravessando o silício em sentido inverso. Isto faz com que o dispositivo MOS fique cortado.

Esses dois fatos nos levam a um dispositivo MOS programável e apagável eletricamente.

Conforme mencionado nos parágrafos anteriores, os elétrons podem atravessar a camada de silício ou ser barrados pelo efeito túnel.

O efeito túnel consiste em obter uma tensão de ruptura muito próxima ao zero e por isso, em torno de polarização zero, este efeito comporta-se ou como uma chave aberta (barreira) ou como um curto-circuito (condução).

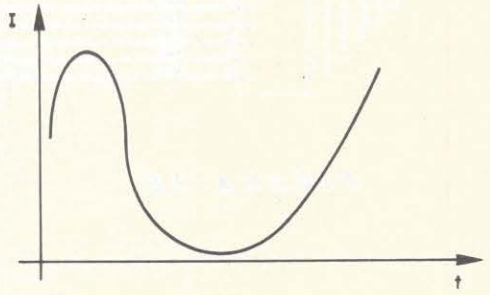


FIGURA 11

A **figura 11** ilustra a curva característica do efeito túnel (nome dado devido a região do vale que ele forma na junção PN)

Aplicações Práticas de Memórias

Na **figura 12** temos uma memória RAM, formada por vários circuitos integrados 4864.

Esta configuração permite aumentar a capacidade de armazenamento, sendo este circuito utilizado em microcomputadores de 16 bits, da linha IBM-PC.

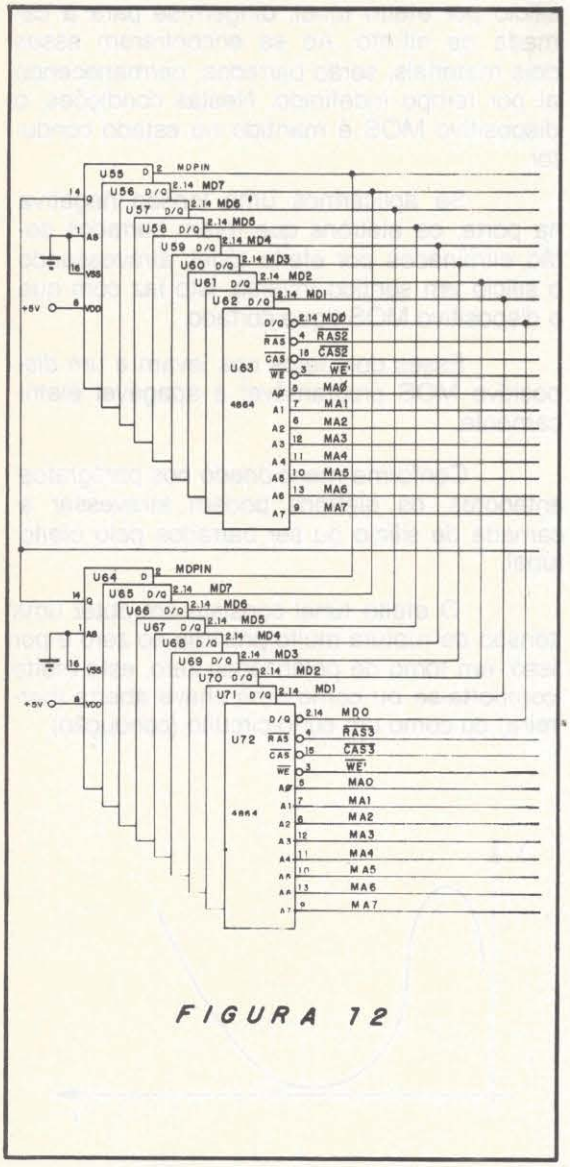


FIGURA 12

Na **figura 13** temos um conjunto de circuitos integrados 2764 que formam uma memória EPROM para o mesmo microcomputador referido acima.

Enquanto que as memórias RAM (4864) servem para o armazenamento temporário de informações, as memórias EPROM (27640) contém todo o conjunto de instruções necessários para por em funcionamento a CPU (unidade central de processamento) do sistema. AS EPRONs são gravadas pelo fabricante mas podem ser apagadas e regravadas pelo usuário, permitindo assim alterar rotinas e linguagens de operação.

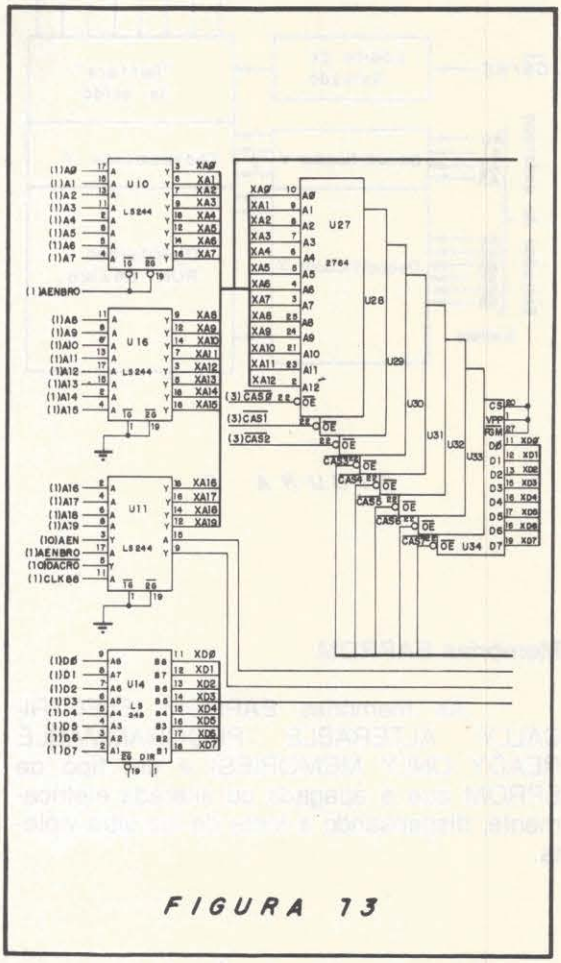


FIGURA 13

Neste mérito, no entanto, é necessário o acompanhamento por um especialista em SOFTWARE.

Em próximos artigos, daremos seqüência às varias etapas que envolve, um microcomputador.

Detetor de metais

Leo Masov

A maioria das pessoas que já fizeram uso de transporte aéreo, principalmente internacional, já terão passado pelo setor de segurança dos aeroportos.

Neste setor de segurança dos aeroportos, existem máquinas especiais que, por meio de raios "X" permitem observar o conteúdo das bagagens de mão sem ter que abrir uma por uma as milhares de malas.

A dose de radiação é ínfima e os sensores são de alta sensibilidade para poderem detetar as minúsculas energias usadas.

A energia das radiações é tão pequena que não chega a impressionar os filmes comuns de fotografia durante o curto espaço de tempo da exposição.

Com este método fica fácil detetar a existência de objetos metálicos sólidos e sua forma mostrada no monitor permite a fácil identificação.

A construção caseira de instrumentos que usam este princípio de detecção de metais é dificultada pela não disponibilidade das peças essenciais, além dos sérios riscos para os operadores se o equipamento não estiver ajustado corretamente.

Os passageiros ainda irão lembrar-se de outros pequenos instrumentos portáteis que são passados ao longo do corpo das pessoas pela equipe de segurança e que passam a emitir um sinal acústico quando perto de objetos metálicos, mesmo que através das roupas.

Pois bem, um detetor de metais deste ultimo tipo é bem mais simples de fazer e sua realização prática requer poucos componentes, podendo ser usado também para outras aplicações não relacionadas com a segurança, como por exemplo, a localização de tubulações em paredes, o posicionamento de canos no solo, ou ainda a busca de **tesouros enterrados.**

O aparelho servirá também para entreter a garotada nos jardins em que tivermos previamente enterrado em lugares estratégicos algumas moedas ou peças de metal.

Funcionamento

O princípio de funcionamento do detetor de metais está mostrado na **figura 1**, que é o diagrama em blocos.

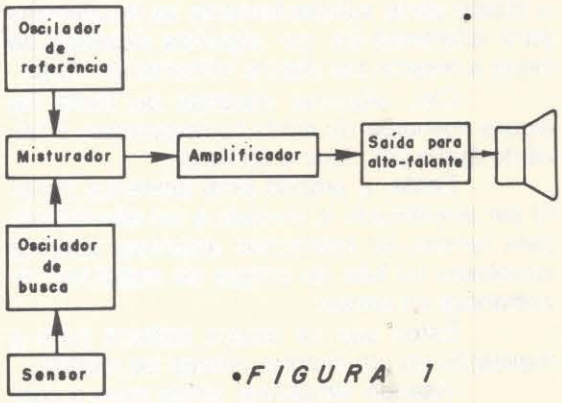


FIGURA 1

Nesta figura notamos a existência de dois osciladores separados, um de referência e um de busca.

O oscilador de referência tem a função de gerar um sinal de freqüência fixa que passa ao estágio misturador.

O oscilador de busca, por sua vez, gera um sinal de freqüência exatamente igual à do oscilador de referência em situação de repouso.

Entretanto, por ter um sensor acoplado ao oscilador de busca, sensor este que poderá ser aproximado de objetos metálicos, a freqüência do oscilador de busca poderá, então, variar em função da proximidade ou não de objetos metálicos.

O sinal do oscilador de busca também é dirigido para o estágio misturador.

No estágio misturador os sinais dos dois osciladores são combinados e teremos, além dos dois sinais básicos, outros sinais correspondentes às freqüências soma e diferença entre os dois osciladores.

O sinal correspondente à soma das freqüências dos dois osciladores não tem aplicação neste caso, mas o sinal correspondente à diferença das freqüências dos dois osciladores será um tom de indicação de que o oscilador de busca teve sua freqüência de oscilação alterada. Por sua vez, a alteração de freqüência do oscilador de busca, significa que o seu sensor passou pela proximidade de um corpo metálico e, portanto, teremos a detecção simples dos objetos que procuramos.

A freqüência do sinal diferença entre os dois osciladores é de baixa freqüência, pois normalmente será de 0 (zero) Hertz quando a freqüência dos dois osciladores for exatamente a mesma, sem objetos metálicos nas proximidades.

Ao sentir a presença de peças que alterem a freqüência, o sinal diferença será de alguns poucos Hertz até que a distância com o objeto afete suficientemente as freqüências para diferenciá-las por algumas dezenas de Hertz e mesmo por alguns milhares de Hertz.

Ora, algumas dezenas de Hertz ou alguns milhares de Hertz correspondem à faixa de áudio (20 Hertz a 20 KHz).

Então, o próprio sinal diferença poderá ser amplificado e enviado a um alto-falante para termos as indicações acústicas sobre a existência ou não de artigos de metal nas vizinhanças do sensor.

Estes são os blocos básicos para a realização de um simples detetor de metais.

Visando simplificar ainda mais a confecção do detetor, tratamos de reduzir o número de partes a serem montadas pelos interessados e aproveitamos partes de um rádio comum de ondas médias de amplitude modulada.

Observando o diagrama em blocos da **figura 1** e com as explicações anteriores, vemos que os blocos correspondentes ao oscilador de referência, ao misturador, ao amplificador de áudio e à saída para alto-falante já são partes integrantes de qualquer rádio super-heteródino, mesmo dos mais comuns e baratos.

Para implementarmos então o detetor de metais teremos que construir apenas os blocos correspondentes ao oscilador de busca e ao sensor.

Fazendo a freqüência do oscilador de busca cair na faixa de ondas médias, que podem ser recebidas pelo rádio comum, não será preciso alterar em nada o receptor, permanecendo o mesmo exatamente original.

O sensor deverá estar ligado ao oscilador de busca, de forma a alterar a freqüência deste, quando aproximamos de metais e, sem rebuscar a realização prática, o sensor poderá ser a própria bobina que faz parte do circuito sintonizado do oscilador de busca.

Ao aproximarmos a bobina de partes metálicas, sua indutância irá variar e, em consequência, a freqüência do circuito sintonizado do qual ela faz parte, irá mudar.

Vejamos agora em detalhes o esquema elétrico do detetor de metais.

A **figura 2** mostra o esquema completo do simples detetor de metais que funciona em conjunto com qualquer rádio de ondas médias.

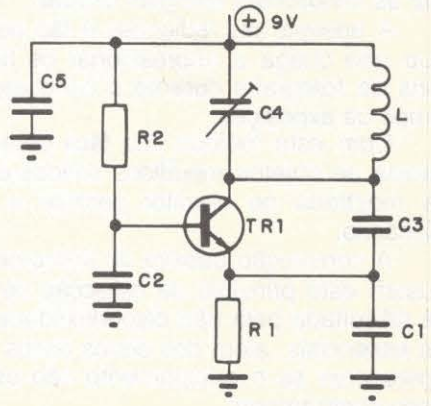


FIGURA 2

Trata-se de um circuito mono-transistorizado, de um único estágio na configuração de oscilador.

O transístor TR1 é do tipo NPN e está polarizado por um resistor de emissor R1 de 1K8 e por um resistor na base R2 de 560 K.

O transístor TR1 está com a base aterrada para a rádio-freqüência por meio do capacitor C2 de 33 nF e o emissor de TR1 re-

cebe o sinal de realimentação por meio do divisor formado por C3 de 100 pF e por C1 de 1 nF.

No coletor temos o circuito ressonante que determina a freqüência de operação do oscilador de busca e é formado pelo capacitor C4 e pela bobina L.

Como sabemos, a bobina L constitui-se no próprio sensor e o capacitor C4 permitirá o ajuste da freqüência do oscilador de busca para que tenhamos uma saída nula quando não houver metais nas proximidades.

Os ajustes necessários e a forma de acoplar ao rádio-receptor serão vistos a seguir nas secções de ajustes e operação.

Montagem

A montagem não é crítica, nem a posição dos componentes afeta o funcionamento deste simples detetor de metais, mas, para termos uma maior estabilidade no seu funcionamento, uma vez que será usado movimentando-o, recomendamos uma forma sólida de montagem, que impeça deslocamentos entre as partes ou mesmo entre o oscilador de busca e o rádio-receptor utilizado.

Uma sugestão para a montagem usando uma pequena placa de circuito impresso é dada na **figura 3**, bem como a disposição dos componentes na placa.

A única peça a ser construída pelos interessados é a bobina L (ou o sensor, como vimos).

Como forma para a bobina L poderemos usar um disco plástico de cerca de 10 cm de diâmentro e algumas tampas de recipientes plásticos para uso em geladeira servirão perfeitamente.

Uma vantagem adicional das tampas de recepientes para geladeira é que possuem um canal que encaixa no recepiente circular e será neste canal que iremos colocar as espiras da bobina L.

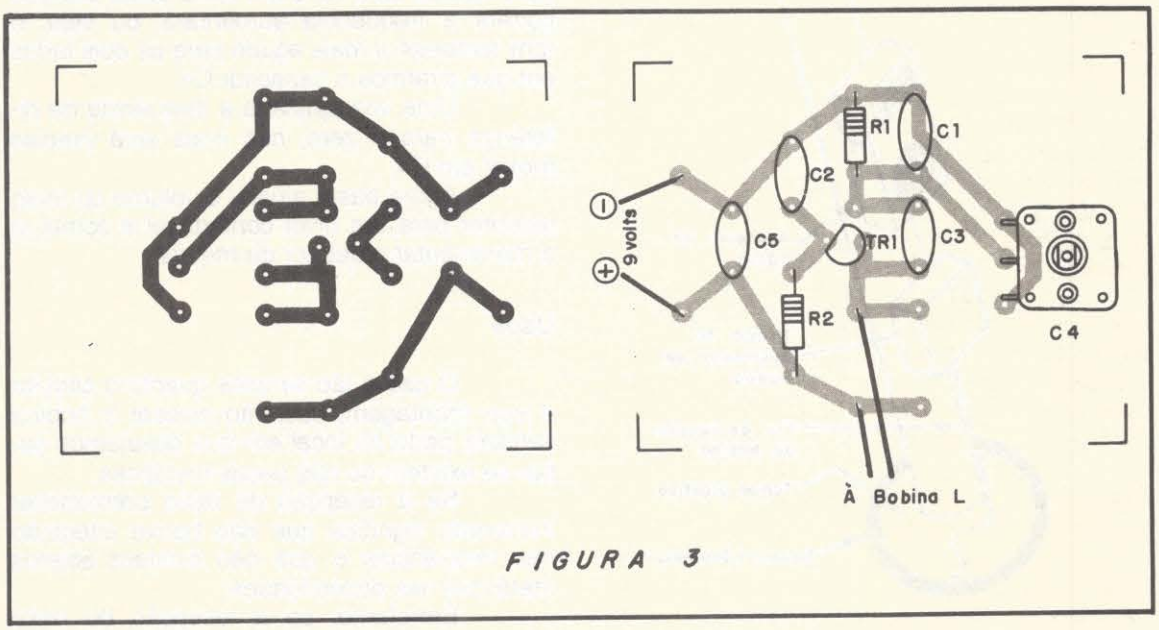


FIGURA 3

Cerca de 20 espiras de fio nº 28 serão suficientes para sintonizar o oscilador de busca na faixa de ondas médias.

Depois de enroladas as espiras da bobina L deveremos fixá-las com um adesivo ou cola para que não se movam ou soltem.

Com esta construção teremos uma bobina sensora bastante eficiente e de aspecto atraente, mantendo sua forma e protegendo o enrolamento.

Como em todas as montagens em eletrônica, evite aquecer em demasia os componentes e não coloque o transístor com os terminais invertidos.

Evite soldas frias e confira bem as ligações da bateria e não deixe de conferir a placa de circuito impresso quanto à trilhas em curto ou interrompidas.

Para a montagem do conjunto todo (oscilador de busca/sensor e rádio) poderemos usar uma pequena tábua de madeira ou um tubo de madeira ou outro material plástico

(logicamente que não deveremos usar materiais ferrossos ou metálicos) em que fixaremos adequadamente o rádio próximo ao operado e o oscilador de busca/sensor próximo ao extremo inferior, que será com o qual iremos pesquisar a existência de metais.

O rádio poderá ser fixado ao tubo numa posição confortável a cerca de 15 a 30 centímetros do conjunto oscilador de busca/sensor.

A **figura 4** ilustra uma possível montagem.

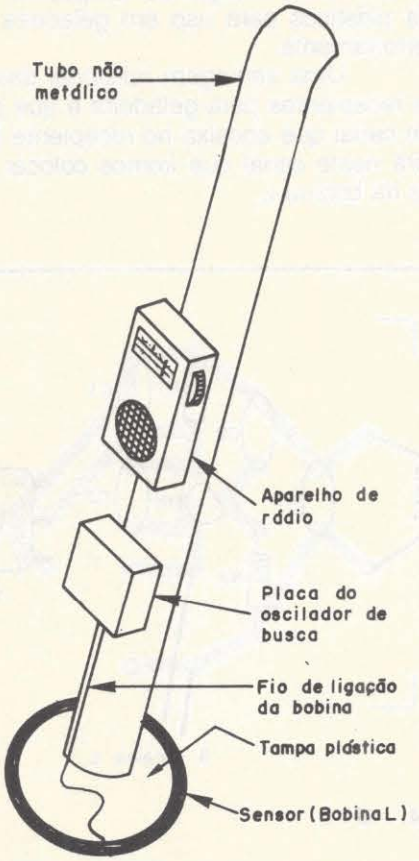


FIGURA 4

Ajustes

Depois de conferidas todas as posições, ligações e conexões de todos os componentes, ligue o rádio receptor normalmente e procure sintonizar uma emissora qualquer de pouca potência.

Procure o melhor ponto de sintonia e não mexa mais no botão de sintonia do rádio.

Você deverá estar ouvindo, como normalmente ocorre, a programação da estação de fraca intensidade escolhida.

Ligue agora a alimentação do oscilador de busca conectando a bateria de 9 volts no suporte apropriado e gire o eixo do capacitor C4 até ouvir uma intereferência no sinal captado da emissora.

A intereferência ouvida será causada pelo batimento entre a portadora da estação escolhida de freqüência fixa com a freqüência do oscilador de busca ao variarmos o capacitor C4.

Como desejamos que o sinal diferença seja de zero (0) Hz longe de objetos metálicos, afastamos o simples detetor de metais de quaisquer metais e lentamente ajustamos C4 para termos zero Hz.

Notaremos que existe uma posição para termos zero Hz e em torno desta posição correta a freqüência aumentará, ou seja, o tom tornar-se-a mais agudo para os dois lados em que girarmos o capacitor C4.

Uma vez ajustada a freqüência de diferença para o zero, não mais será preciso mexer em C4.

Agora basta ajustar o volume do rádio receptor para um nível confortável e começar a movimentar o detetor de metais.

Usos

O uso é tão simples quanto o circuito e sua montagem, bastanto colocar a bobina sensora perto do local em que desejamos saber se existem ou não peças metálicas.

Se a recepção do rádio permanecer inalterada significa que não houve alteração nas freqüências e que não existem objetos metálicos nas proximidades.

Entretanto, se a recepção do rádio subitamente misturar-se com apitos ou tons de áudio-freqüências mais ou menos graves e agudos, isto claramente indicará que foram produzidos batimentos em consequência da variação da indutância da bobina sensora.

A variação é uma forte e precisa indicação de que foi detetada a presença de objetos metálicos.

Aplicações

Além das já mencionadas aplicações em revistas de pessoas com finalidades de

segurança quanto ao porte de armas, o simples detetor de metais também poderá ser usado como auxiliar na determinação da localização de encanamentos em paredes ou no chão.

Para explorações no solo vocês irão notar que a sensibilidade do aparelho será bem maior com o solo seco e a sensibilidade cairá sensivelmente com o solo úmido.

Outra possibilidade é a de indicar a posição de peças móveis em máquinas operatrizes, alertando os operadores quanto ao seu posicionamento correto ou incorreto.

Para distrair a garotada você poderá espalhar algumas moedas maiores ou menores, bem como algumas latas velhas, pelo jardim e deixá-los procurando pelo tesouro.

De qualquer forma que você venha a usar o simples detetor de metais, novas aplicações surgirão no instante em que o aparelho esteja pronto e funcionando em suas mãos.

Lista de Materiais

TR1 – Transístor BF 494
R1 – 1K8 x 1/8 W resistor (marrom, cinza, vermelho)
R2 – 560 K x 1/8 W resistor (verde, azul, amarelo)
C1 – 1 nF capacitor cerâmico
C2 – 33 nF capacitor cerâmico
C3 – 100 pF capacitor cerâmico
C4 – Capacitor variável comum 10 a 365 pF
C5 – 50 nF capacitor cerâmico
L – Bobina sensora (vide texto)

Diversos: Bateria 9 volts, placa de circuito impresso, fios, solda, etc. . .
E um rádio comum de ondas médias.

SEM TRUQUES E SEM MÁGICAS,
VOCÊ APRENDERÁ A CONSERTAR VÍDEO CASSETES

CURSO DE VÍDEO CASSETE EM FITA VHS

BÁSICO-TEORIA

Numa produção de 100 minutos, se poderá aprender desde do conceitos em diagrama em blocos, até a analise de circuitos e transcodificação.

É um curso que foi produzido em um laboratório/estúdio apropriado, especialmente direcionado aos técnicos de Eletrônica que desejam se iniciar na tão promissora área de reparação e transcodificação de vídeo cassete.

A grande vantagem do curso em fita de vídeo é que você pode revê-la várias vezes, até entender e memorizar todos os conceitos teóricos e práticos.

Acompanhando a fita, você recebe o livro "Vídeo Cassete 1, funcionamento eletrônico e mecânico", com toda a parte teórica.

Conteúdo: • Gravação magnética • Diagrama em blocos • Circuitos integrados • Mecanismo VHS e toda interação eletro-eletrônica • Syscon - sistema de controle com microprocessador • Transcodificação: NTSC/PAL-M

Preço: fita + livro = Cz$ 27.000,00

AVANÇADO - REPARAÇÕES

Este curso foi filmado em um laboratório com todo instrumental necessário para reparação em vídeo cassete. Trata-se de um curso totalmente prático.

Um curso voltado ao técnico de bancada, que já possui conhecimentos teóricos.

Acompanhando a fita você recebe o livro "Vídeo Cassete 2, técnicas avançadas de reparação e transcodificação", com a parte teórica.

Conteúdo: • Relação de defeitos mais comuns em vídeo cassete, estágio por estágio. • Técnicas de medições e análise de formas de ondas. • Dicas práticas sobre manutenção. • Verificações mecânicas.

Preço: fita + livro = Cz$ 27.000,00

NOVO

PRÁTICO DE ANÁLISE DE ESQUEMAS

Fita prática descrevendo o funcionamento do vídeo cassete mostrando no próprio vídeo as funções de cada CI. Esta fita complementa os volumes I e II. Foi escolhido para análise, um vídeo de elevada tecnologia, tipo HQ (High Quality).

Preço Cz$ 27.000,00

Para pedidos via reembolso postal use o cupom da última página.



Princípios de Transmissão

Josir Cavalcanti

9 – Variações de AM

Em trabalhos anteriores, havíamos tratado das transmissões em AM, sendo que, atualmente, a modulação em amplitude praticamente só é utilizada na rádiodifusão e por rádioamadores, estando praticamente eliminada do cenário das comunicações.

O maior problema das transmissões em AM consiste na largura de banda exigida, em virtude da emissão das bandas laterais, como vimos anteriormente, se uma portadora de 1.000 KHz for modulada em amplitude por um tom de 1 KHz, além da portadora, serão irradiadas duas bandas laterais, uma com 999 KHz (banda lateral inferior) e outra com 1.111 KHz (banda lateral superior).

Na **figura 1** ilustramos o espectograma de uma transmissão em AM ou seja, a imagem que uma transmissão em AM produz na tela de um ANALISADOR DE ESPECTRO.

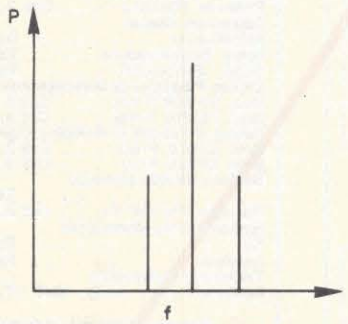


FIGURA 1

Na tela deste aparelho aparecem barras verticais posicionadas de acordo com a freqüência e com altura proporcional à amplitude relativa.

Como podemos observar, a barra central, corresponde à portadora e a seu lado aparecem as barras correspondentes às bandas laterais, sendo a modulação de 100%, estas terão 50% da amplitude da portadora, o que vale a dizer que se um transmissor tiver potência nominal de 100 W, sendo modulada em AM, as bandas laterais terá 50 W, sendo irradiada uma potência de 150 W, dos quais, 100 W correspondem à portadora propriamente dita.

O grande mal da afirmação acima consiste em que, segundo muitos, a mensagem NÃO ESTÁ na portadora, mas, sim, nas banda laterais, de modo que a irradiação da portadora e das bandas se converte em um desperdício de energia.

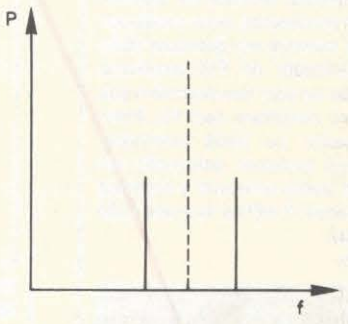


FIGURA 2

Uma idéia, seria, portanto, eliminar a portadora e irradiar apenas as bandas laterais, é o sistema DSSC, iniciais de Double Sideband Supressed Carrier que quer dizer, banda lateral dupla com portadora suprimida. Na **figura 2** ilustramos, o espectograma correspondente.

Um dos meios mais simples e eficientes de se alcançar a supressão da portadora é

o emprego de um MODULADOR BALANCEADO, que ilustramos na **figura 3** como podemos observar, é um amplificador diferencial, que recebe, ao mesmo tempo, os sinais de RF e de AF.

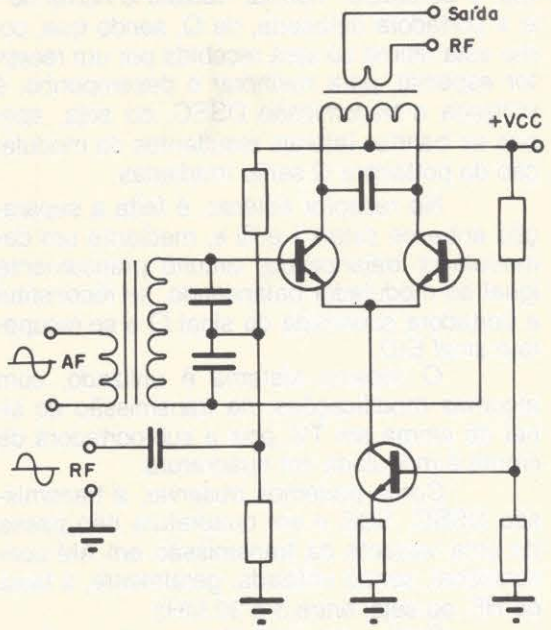


FIGURA 3

Em ausência do sinal de áudio, sinais de RF de mesma freqüência e fase são aplicados a ambas as entradas do modulador que, sendo um amplificador diferencial, fará com que os sinais se cancelem mutuamente na saída, ou seja, a saída será zero.

Aplicando-se um sinal de áudio, este será superposto à RF, fazendo um dos transístores do amplificador diferencial entrar no corte, a cada semiciclo, de modo que o sinal de áudio se misturará com a RF, produzindo a banda lateral superior no semiciclo positivo e a inferior no semiciclo negativo da AF..

Em decorrência do acima exposto, a portadora pura, correspondente aos momentos em que não há modulação é totalmente eliminada, aparecendo na saída, apenas, as bandas laterais.

Muito embora o sistema em apreço produza uma grande economia de energia, não pode ser aplicado à radiodifusão porque os demoduladores de AM comumente usados, necessitam da portadora para fornecer uma tensão de referência necessária a seu funcionamento. Sem ela, o sinal de áudio na saída do demodulador se torna totalmente deformado, o que impediria os receptores atualmente em uso de captarem as transmissões neste sistema.

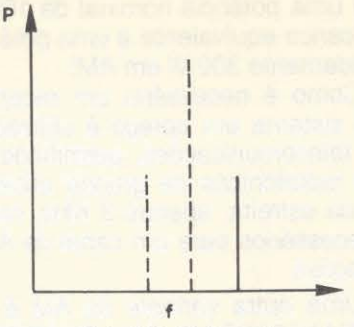


FIGURA 4

Uma eficiência ainda maior se consegue com a transmissão em SSB, que foi explanada com detalhes nas revistas "Eléctron" números 13 e 14, de modo que, nesta oportunidade, nos limitaremos a ilustrar, na **figura 4**, o espectograma correspondente à transmissão em SSB (Single Side Band = Banda lateral singela ou única), em que tanto a portadora como uma das bandas laterais são suprimidas e, na **figura 5**, diagrama em blocos de um transmissor de SSB típico.

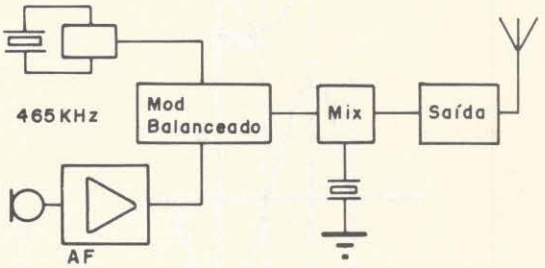


FIGURA 5

O primeiro bloco correspondente ao oscilador-mestre, operando em 455 KHz. O sinal de 455 KHz é levado a um modulador balanceado, produzindo as duas bandas laterais, cuja largura máxima é de 3 KHz, ou seja, o sinal correspondente à banda superior poderá ter qualquer freqüência entre 455 e 458 KHz e a banda inferior, de 452 a 455 KHz.

Após uma certa amplificação, o sinal passa por um FILTRO MECÂNICO, de elevadíssimo Q, o qual elimina uma das bandas laterais, deixando passar apenas a outra, que é levada a um misturador, onde é heterodinada com o sinal produzido por um 2º oscilador, assumindo, então, a freqüência nominal do transmissor.

Neste sistema, tal como ocorre em CW, só há irradiação quando há modulação, de modo que a economia de energia é enor-

me; com uma potência nominal de 100 W, se obtém alcance equivalente a uma potência de aproximadamente 300 W em AM!

Como é necessário um receptor especial, o sistema em apreço é utilizado apenas em telecomunicações, permitindo comunicações radiofônicas de grande eficiência e com banda estreita, apenas 3 KHz, contra os 6 KHz necessários para um canal de AM para comunicações.

Uma outra variante da AM é a chamada TRANSMISSÃO EM QUADRATURA que consiste em irradiar dois sinais de RF com a mesma freqüência, porém, DEFASADOS DE 90° entre si, como mostrados na **figura 6**.

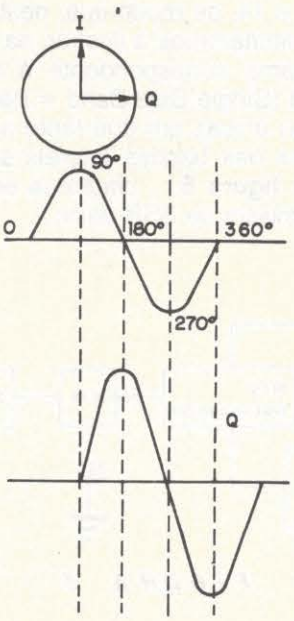


FIGURA 6

Este sistema permite que ocorra a chamada MULTIPLEXAÇÃO, ou seja, um único canal ser utilizado para transmissão simultânea de duas informações, sendo, na prática, usado em AM estéreo.

Para se alcançar a compatibilidade entre uma emissora estéreo e os milhões de receptores mono existentes, os sinais de áudio correspondentes aos canais Esquerdo e Direito são misturados, resultando no chamado sinal E+D.

Paralelamente, o sinal E é misturado com o sinal D invertido em fase, resultando no sinal E-D, sendo que o sinal E+D, com toda a informação de áudio, monofônica, modula em AM uma portadora, que pode ser captada e demodulada por qualquer receptor.

Ao mesmo tempo, o sinal E-D vai modular a segunda portadora, a ser defasada de 90° em relação à primeira. Por isso mesmo, a portadora "normal" recebe o nome de I e a portadora defasada, de Q, sendo que, como esta última só será recebida por um receptor especial, para melhorar o desempenho, é utilizada a transmissão DSSC, ou seja, apenas as bandas laterais resultantes da modulação da portadora Q serão irradiadas.

No receptor estéreo, é feita a separação entre os sinais I e Q e, mediante um demodulador balanceado, circuito praticamente igual ao modulador balanceado, se reconstitui a portadora suprimida do sinal Q e se recupera o sinal E-D.

O mesmo sistema é utilizado, com algumas modificações, na transmissão do sinal de croma em TV, pois a sub-portadora de croma é modulada em quadratura.

Como podemos observar, a transmissão DSSC, SSB e em quadratura não passa de uma variante da transmissão em AM convencional, sendo utilizada, geralmente, a faixa de HF, ou seja, entre 3 e 30 MHz.

Com este trabalho, muito embora nem de longe tenhamos esgotado o assunto, damos por encerrado o estudo dos princípios de transmissão em AM.

FITA PADRÃO PARA ALINHAMENTOS EM VÍDEO CASSETE VHS

Conteúdo:
1 – Sinais de barras de cores NTSC com áudio de 1 KHz.
Aplicações: Verificação dos circuitos de crominância e do transcoder. Todas as formas de ondas apresentadas nos esquemários de vídeo cassete são levantadas reproduzindo a fita padrão.
2 – Sinal de barras padrão Y (luminância) com áudio de 3 KHz.
Aplicações: Verificação dos circuitos de luminância; verificação das cabeças de vídeo ajuste de azimute do cabeçote duplo áudio / CTL.
3 – Sinal CENTER CROSS
Aplicações: Verificação de toda etapa mecânica; ajustes de altura dos portes; verificação do mecanismo LOADING, etc.

Preço: Cz$ 27.000,00

Para pedidos via reembolso postal use o cupom da última página.

Seção de Reparação



Sergio R. Antunes

Reparação e Calibragem de Rádio-Gravadores

Introdução

Os Rádio gravadores portáteis são aparelhos bastante compactos e consumidos em grande quantidade pelo público.

Isto representa um elevado índice de aparelhos que chegarão às oficinas para serem reparados.

Por isso, abordaremos neste número considerações sobre reparações e ajustes neste tipo de aparelho.

Para fins de reparação, dividimos mentalmente um rádio gravador em 6 estágios, conforme ilustra a **figura 1**.

Neste artigo desenvolveremos as etapas do receptor portátil AM/FM.

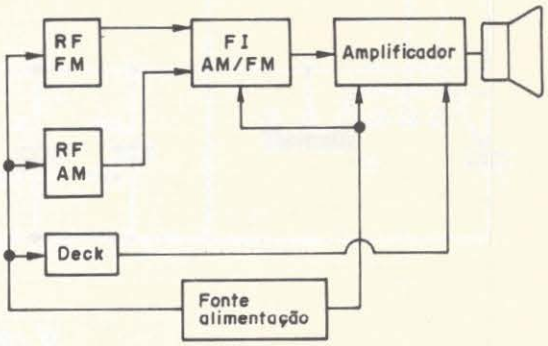


FIGURA 1

Na **figura 2** temos a etapa de RF do receptor FM (freqüência modulada).

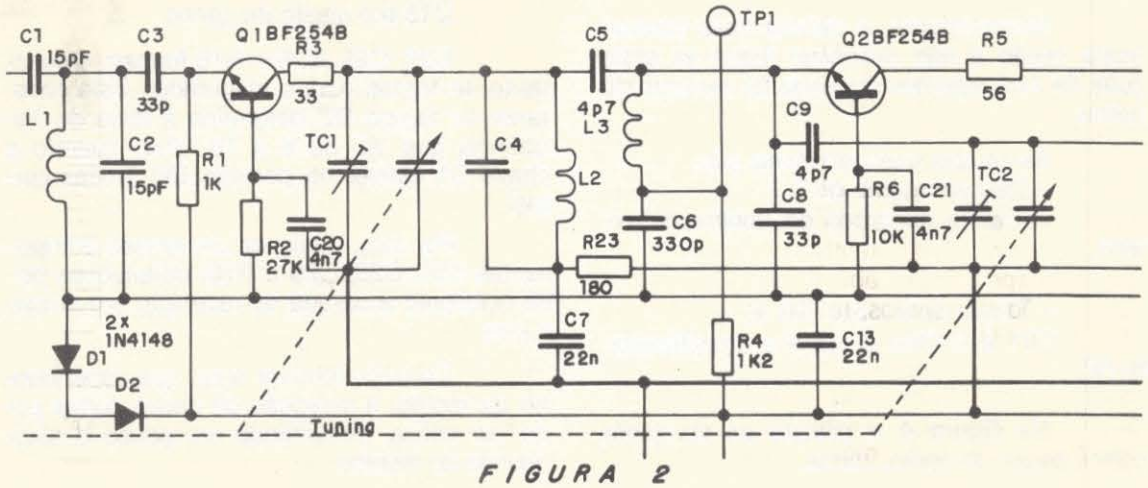


FIGURA 2

C1, L1, C2, C3 e R 1 formam o circuito sintonizado, na faixa de 88 a 108 MHz aproximadamente. Se um destes componentes estiver danificado, teremos problemas de recepção.

Q1 é o transístor amplificador de RF. Q2 é o transístor misturador e conversor que gera a FI (freqüência intermediária) de 10,7 MHz.

Qualquer um destes transístores defeituosos fará com que o FM não funcione, não sintonizando nenhuma emissora.

TC1 é ajuste fino de RF e T2 o ajuste de ganho. Estes componentes serão utilizados na calibração.

D1 e D2 são diodos atenuadores. Geralmente, ruídos em excesso são atribuídos a estes diodos quando abertos.

Na **figura 3** temos a etapa de RF de AM, compreendendo as freqüências de 520 a 1650 KHz, recebidas por T 7 (bobina de antena).

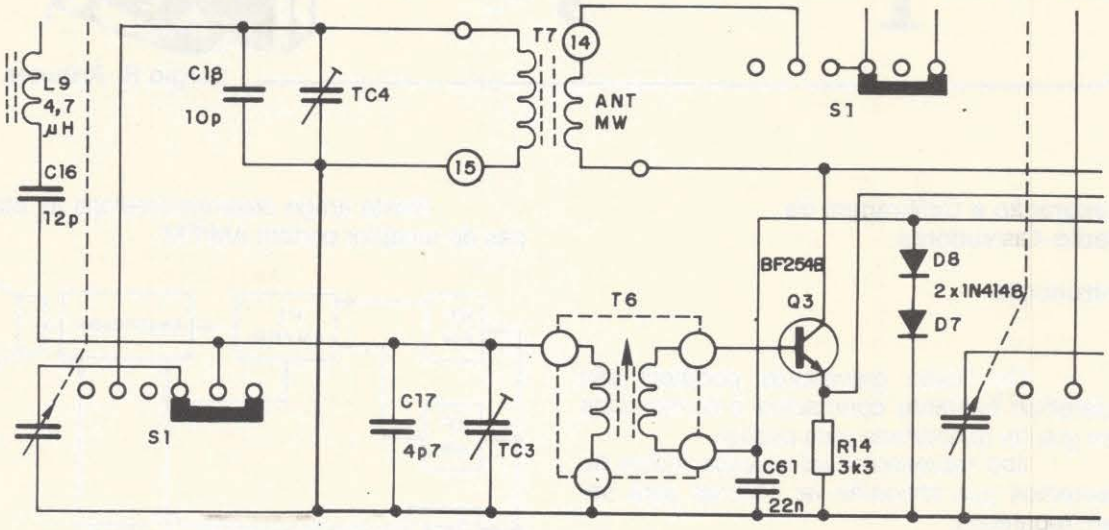


FIGURA 3

A sintonização da estação é feita por C4 e ajustado por TC 4.

Normalmente, o defeito mais comum nesta seção é não sintonizar todas as estaçoẽs de AM, algumas podendo ter excesso de ruídos.

As causas mais prováveis são:
– Descalibragem de T 7
– Ferrite quebrado da bobina de antena

– Trimer defeituoso (TC 4)
C61 é o filtro e Q3 é o amplificador de RF.

Na **figura 4** o circuito se completa com a seção de ondas curtas.

Q4 é o transístor misturador para ondas curtas.

CT5 é o ajuste de ganho.

C28, C25, C26 e R16 formam a constante de tempo para o misturador. Esta constante de tempo RC determina a faixa de freqüência que vai de 6 a 18 MHz, quando a chave S1 estiver na posição SW (ondas curtas).

Por isso, qualquer um desses componentes (Q4, C28, C25 e R16) defeituosos pode ocasionar a parada de recepçãp em ondas curtas.

Convém lembrar aqui, que dependendo da região, a recepção de ondas curtas pode ser crítica, dificultando um pouco o diagnóstico do técnico.

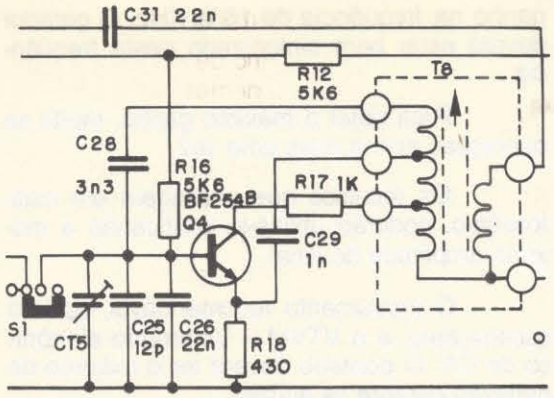


FIGURA 4

O circuito ressonante de ondas curtas é formado por T8 e C31 que irão injetar o sinal na base do transístor amplificador Q3.

Um desalinhamento em T8 pode atrapalhar a sintonia em ondas curtas.

R13 mantém o equilíbrio de tensão entre o misturador e o amplificador de RF. Se este resistor alterar ou abrir, a sensibilidade de recepção cairá, dificultando a sintonização em ondas curtas.

Os demais resistores são de polarização.

Na etapa de RF não é muito comum o resistor abrir. No entanto, é comum encontrarmos capacitores Styroflex e poliéster com valores alterados.

Vamos dar uma dica prática: não adianta medir capacitor com o ohmímetro pois o mesmo pode não estar em curto e nem aberto, contudo, pode estar com valor capacitivo alterado.

Seria necessário um capacímetro para testar os capacitores. Este instrumento, no entanto, não é comum nas bancadas de nossos técnicos.

Os técnicos mais experientes, ao diagnosticar defeito na seção de RF, vão logo substituindo os capacitores mais críticos (styroflex e poliéster de baixo valor).

Seção FI

Na seção de FI serão amplificados os sinais de 10,7 MHz (FM) e 455 KHz (AM).

Os circuitos mais modernos dispensam ajustes nesta seção pois utilizam circuitos integrados que realizam em um único CI todas as funções. Exemplo disso é o IC TDA1083, ilustrado na **figura 5**.

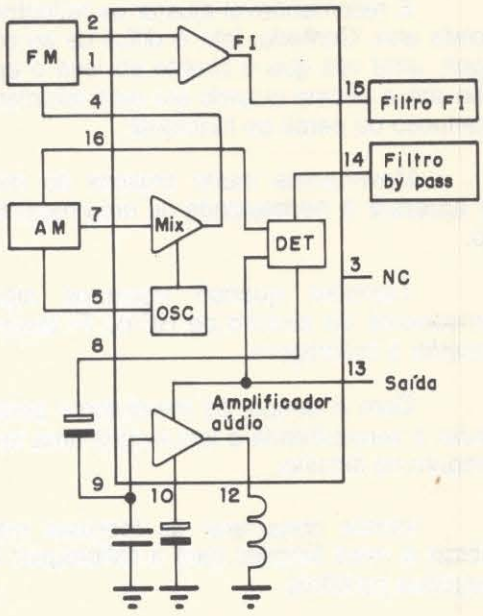


FIGURA 5

As funções executadas por este CI são:

Amplificador FI AM/FM
Oscilador local AM
Mixer AM
Detetor FM/AM
Amplificador Áudio

Este CI defeituoso provoca defeitos do tipo regeneração, apitos, não sintoniza nenhuma estação, sintoniza algumas estações mais fortes, baixa sensibilidade e pouca seletividade na sintonização.

Para testar este CI, injete sinal com chave de fenda nos pinos 1 ou 2. Se apresentar ruídos no alto-falante, o CI estará bom. Caso contrário, prossiga com o teste.

Injete sinal no pino 9. Se houver ruído forte no alto-falante, o CI estará bom. Não tendo escutado ruído ao injetar sinal no pino 9 e nem nos pinos 1 e 2, o CI estará defeituoso.

Nunca se esqueça de verificar a alimentação, se ela está normal, bem como filtragem e estabilização da fonte pois influem diretamente no funcionamento do receptor.

Necessidade de Ajustes

Os ajustes dos receptores de rádio portáteis são necessários devido a várias razões.

É recomendável ajustar os receptores a cada ano. Contudo, isto é difícil de se conseguir, uma vez que o cliente só leva o aparelho até a oficina quando ele está realmente defeituoso ou parou de funcionar.

Movimentos muito bruscos do rádio faz apressar a necessidade de uma recalibração.

Também quando trocamos algum componente do circuito de RF ou FI deve-se proceder à calibragem.

Com o tempo, os transístores podem perder a sensibilidade e isto exigirá uma recalibragem no circuito.

Vamos considerar as técnicas mais práticas e mais simples para a calibragem de receptores portáteis.

Calibragem AM

Coloque a chave de funções no modo AM.

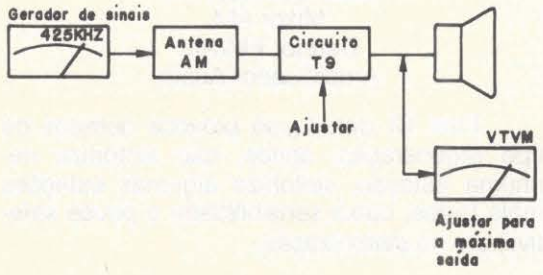


FIGURA 6

Com o variável todo fechado, ajustar na bobina T9 na freqüência de 525 KHz.

A **figura 6** ilustra esta operação.

Em seguida, com o variável todo aberto, ajustar no trimer TC-6 para o máximo ganho na freqüência de 1632 KHz. O gerador deverá estar bem sintonizado nesta freqüência.

Para obter o máximo ganho, repita as operações acima mais uma vez.

Os técnicos que possuirem um osciloscópio, poderão utilizá-lo verificando a máxima amplitude do sinal.

O instrumento recomendável, após o osciloscópio, é o VTVM – Voltímetro eletrônico de CA. O ponteiro deverá ter o máximo de deflexão durante os ajustes.

Recomenda-se também o uso de chaves de fenda não metálicas, ou seja, de plástico ou de madeira pois o metal pode introduzir uma capacitância no circuito, resultando em interferências e um mal alinhamento.

Após os ajustes acima, sintonize o gerador em 600 KHz. Coloque o DIAL do rádio também em 600 KHz e ajuste T7 para obter máxima saída no alto-falante.

Agora sintonize o gerador e também o rádio em precisamente 1400 KHz. Ajuste o trimer TC4 para obter o máximo ganho nesta freqüência.

Repita estas operações até obter o máximo ganho.

Verifique se não há mau contato, e se não há regenaração ou microfonia em toda a faixa de AM.

Calibragem de FM

Coloque a chave de funções no modo FM.

Conecte o gerador de sinais no terminal de antena FM.

Sintonize o gerador em 87,4 MHz. Com o variável de FM totalmente fechado, ajustar a bobina L4 para obter o máximo ganho na saída do alto-falante.

Em seguida, com o variável totalmente aberto e com o gerador sintonizado em 108,8 MHz, ajustar o trimer TC2.

Repita estes dois ítens até obter máximo ganho e coincidência de ganho para as duas faixas de freqüências.

Agora, sintonize o gerador e o receptor FM na freqüência de 90 MHz.

Ajuste a bobina L2 para a máxima amplitude.

Faça o mesmo ajustando o trimer TC 1, neste caso, sintonizando o gerador e o DIAL do receptor em 106 MHz.

Repetir estas operações até obter o maior ganho possível, verificando se não há mau contato ou regenerações ou excesso de ruídos e toda faixa de FM.

Após este ajustes, sintonize uma emissora local forte em AM e depois FM. Deve ser uma emissora cuja freqüência você conheça, para poder verificar se a posição do ponteiro (DIAL) está correta.

A **figura 7** ilustra todas as operações de calibragem bem como a escala do receptor.

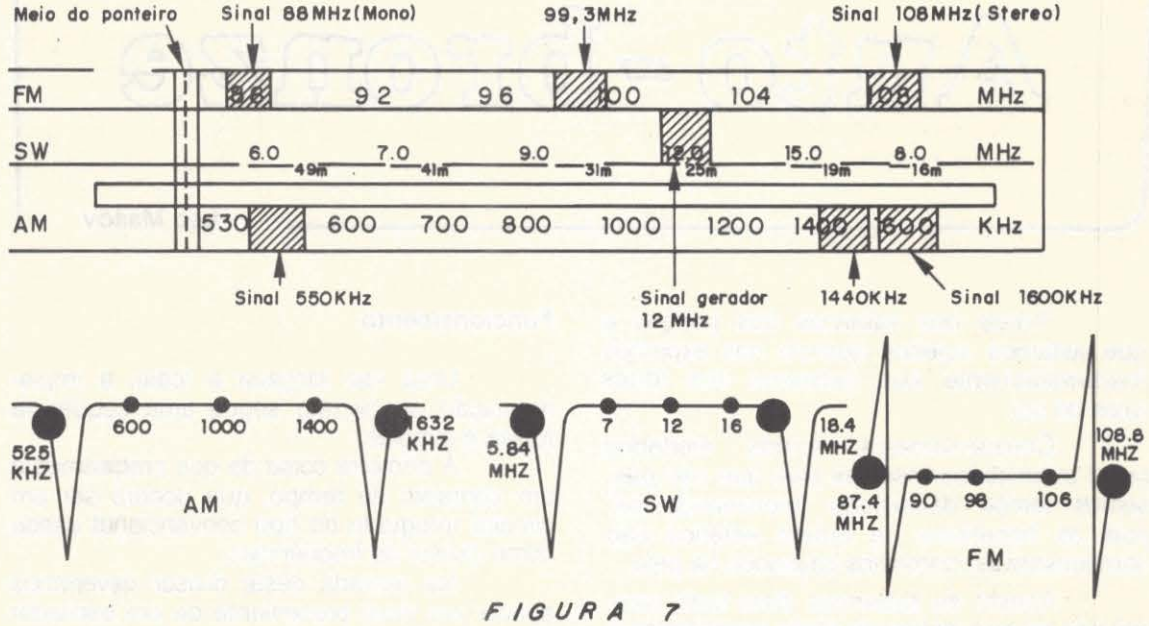


FIGURA 7

Calibragem de Ondas Curtas

Embora as ondas curtas não sejam muito difundidas nas capitais, seu uso ainda é comum no interior.

O procedimento de calibragem também é simples.

Coloque a chave de funções no modo SW (short wave – ondas curtas).

Sintonize o gerador em 5,84 MHz e conecte à entrada de antena do receptor.

Com o variável todo fechado, ajustar a bobina T8 para o máximo ganho (conecte o VTVM ou osciloscópio na saída do alto-falante).

Em seguida, com o variável totalmente aberto e o gerador calibrado em 18,4 MHz, ajustar o trimer TC-5 para o máximo ganho.

Sintonize agora o gerador em 7 MHz e posicione o ponteiro da escala também e 7 MHz.

Ajuste a bobina T6 para obter a máxima sensibilidade.

Após isso, sintonize o gerador em 12 MHz, posicionando o ponteiro do DIAL também e 12 MHz.

Ajuste o trimer TC-3 para o máximo ganho.

Procure fazer estes ajustes com calma e com bastante atenção.

Um bom serviço de reparação exigirá que o receptor funcione com boa sensibilidade em todos os modos (AM – FM – OC) e em toda a extensão da escala.

●

Auto-bronze

Leo Masov

Todos nos sabemos dos perigos a que estamos sujeitos quando nos expomos inadvertidamente aos excessos dos fortes raios do sol.

Constantemente somos alertados pelas autoridades médicas para que não passemos tempo demasiado "bronzeando-nos" pois os benefícios de ordem estética não compensam os malefícios causados na pele.

Apesar de sabermos disto tudo, poucos são os que realmente estão conscientes e não arriscam ficar um pouquinho a mais no sol.

Alguns dos mais precavidos costuma expor-se gradativamente ao sol, indo apenas por uns poucos minutos no primeiro dia e aumentam a dose nos dias seguintes até que possam permanecer todo o tempo sem proteção alguma o dia todo embaixo do sol forte.

Entretanto, apesar de mais seguro, este último método não é lá muito preciso, pois não leva em conta a verdadeira intensidade dos raios de sol naquele dia em particular.

Com o auxílio da eletrônica poderemos eliminar este inconveniente e termos um aparelho capaz de alertar-nos quando o tempo em que permanecemos expostos começa a ultrapassar o limite pré-estabelecido e isto compensado de forma automática em função da intensidade do sol em cada instante.

Como observação aos que pretendem fazer uso deste aparelho, lembramos que apenas os médicos poderão orientar os leitores corretamente quanto à forma mais apropriada para obter bons resultados com a ajuda do temporizador auto-ajustável.

Funcionamento

Uma vez lançada a idéia, a implementação do circuito segue uma seqüência lógica e simples.

A primeira coisa de que precisamos é um contador de tempo, que poderá ser um circuito integrado do tipo convencional usado como divisor de freqüências.

Na entrada deste divisor deveremos aplicar um sinal proveniente de um oscilador de base de tempo e assim conseguiremos uma saída adequada após um lapso de tempo pré-determinado pela freqüência do oscilador base e pelo fator de divisão do divisor de freqüências.

Ora, como queremos que o circuito ajuste-se automaticamente com a intensidade dos raios solares a cada instante, é fácil concluir que deveremos ter algum elemento fotosensível que controle ou o oscilador ou o fator de divisão.

Então, ficou fácil acompanhar o circuito completo do temporizador auto-ajustável para bronzeamento solar que está mostrado na **figura 1**.

Na **figura 1** vemos que o oscilador de base de tempo é formado por uma das portas do circuito integrado IC1, que é do tipo CMOS 4093.

O circuito CMOS 4093 é composto por quatro portas NAND de duas entradas com circuito do tipo disparador de Schmitt.

A porta IC1a está ligada como oscilador astável, e sua freqüência de trabalho é determinada pelo tempo de carga e descarga do capacitor ligado entre as suas entradas e o terra.

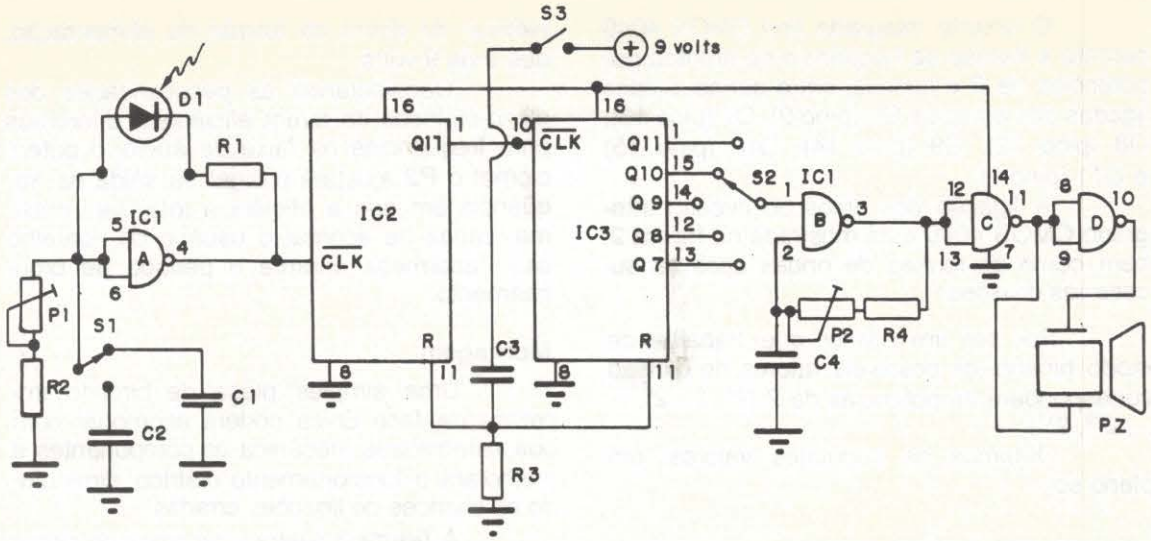


FIGURA 1

Como a carga do capacitor é realizada por meio da tensão positiva da saída da porta NAND, a corrente de carga do capacitor deverá passar pelo diodo D1 polarizado inversamente.

Ora, o diodo D1 é mais precisamente um foto-diodo e sua corrente inversa depende exatamente da intensidade de luz recebida.

Então, em função da intensidade dos raios de sol sobre o foto-diodo D1, poderemos controlar automaticamente o tempo de carga do capacitor e em conseqüência o ciclo de trabalho do oscilador.

No intervalo de descarga do capacitor do oscilador da base de tempo, o percurso da corrente encontrará o diodo polarizado no sentido direto.

Por estar polarizado no sentido da condução, o tempo de descarga não varia e será sempre o mesmo.

Com a finalidade de tornarmos o aparelho ainda mais flexível, dotamos o protótipo de uma chave seletora do capacitor do oscilador da base de tempo, dispondo assim de duas escalas para o uso.

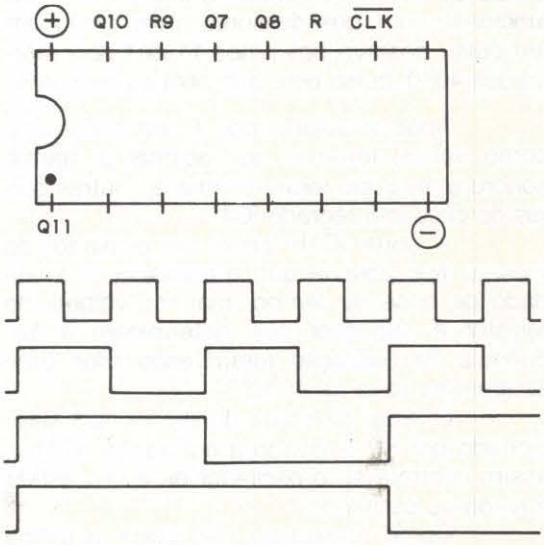
Além disto, foi prevista a calibração da base de tempo por meio de um potenciômetro P1.

Muito bem, agora que já temos um sinal cuja freqüência varia em função da intensidade do sol, basta dividirmos este sinal por um fator conveniente e acionar o alarme quando o prazo atingir o limite.

Novamente para tornar o aparelho mais versátil, optamos por usar divisores de freqüências com fatores de divisão binários, obtendo tempos diferentes por fatores de 2 em 2.

Uma outra chave seletora escolhe a saída e aciona o alarme no instante certo.

O circuito integrado selecionado para a função de divisor de freqüências foi o tipo CMOS 4040 e o uso de dois destes versáteis circuitos integrados em cascata, acoplados a uma freqüência adequada da base de tempo deram os resultados desejados.



Fatores de divisão:
2,4,8,16,32,64,128,256,512,1024,2048 ou 4096.

FIGURA 2

O circuito integrado tipo CMOS 4040 permite a divisão da freqüência de entrada por potências de 2 e possue, entre outras, saídas ligadas aos estágios Q0 (pino 9), Q7 (pino 13), Q8 (pino 12), Q9 (pino 14), Q10 (pino 15) e Q11 (pino 1).

A ligação dos pinos do circuito integrado CMOS 4040 está mostrada na **figura 2**, bem como as formas de ondas após as sucessivas divisões.

Por ser um divisor que trabalha de modo binário, os possíveis fatores de divisão correspondem às potências de 2 (2^0, 2^1, 2^2, . . . , 2^{10}, 2^{11}).

Obtemos os seguintes valores; em pleno sol:

com 270 nF: 4 minutos na saída do pino 13
8,5 minutos na saída do pino 12
17 minutos na saída do pino 14
34 minutos na saída do pino 15
68 minutos na saída do pino 1
com 180 nF: 2,5 minutos na saída do pino 13
5,5 minutos na saída do pino 12
11 minutos na saída do pino 14
22,5 minutos na saída do pino 15
45 minutos na saída do pino 1

Para assegurar que os divisores de freqüências funcionem corretamente é necessário zera-los inicialmente, antes de começar o ciclo de contagem.

O resistor R3 de 1 Mohms e o capacitor C3 de 100 nF garantem o início correto do funcionamento dos divisores, pois provocam um pulso positivo nos pinos 11 dos dois integrados 4040, pulso este que zera os divisores.

Após selecionarmos a saída desejada, como vimos, teremos que acionar o alarme sonoro e para isto foram usadas as outras portas do circuito integrado IC1.

A porta IC1b forma um oscilador do mesmo tipo astável que o oscilador já analidado de base de tempo, mas, os valores do resistor e capacitor que determinam a freqüência de oscilação foram escolhidos para estarem na faixa de áudio.

O sinal da saída do divisor IC3 selecionado por S2 é levado à entrada de IC1b e assim controla se o oscilador de áudio estará travado ou oscilando.

Como transdutor de saída acústica empregamos um ressoador piezo-elétrico comum e da forma que está conectado ao circuito integrado IC1-d permite que tenhamos uma tensão pico a pico sobre o elemento piezo-elétrico do dobro da tensão da alimentação, que é de 9 volts.

Considerando as peculiaridades dos piezo-elétricos de terem eficiências diferentes para freqüências na faixa de áudio, o potenciômetro P2 ajustará o sinal de saída na freqüência em que a eficiência total seja máxima, capaz de acordar o usuário do aparelho caso adormeça durante o período de bronzeamento.

Montagem

Uma simples placa de circuito impresso de face única poderá acomodar com boa estabilidade mecânica os componentes e melhorará o funcionamento elétrico, diminuindo as chances de ligações erradas.

A **figura 3** ilustra uma placa de circuito impresso que pode ser usada como modelo e também mostra a disposição das peças na mesma.

O foto diodo deverá ser montado de forma a receber a mesma iluminação que a pessoa que estiver usando o aparelho e deverá estar o diodo protegido contra areia, água e demais situações que possam comprometer o funcionamento correto.

Ajustes

Para ajustar o temporizador, verifique antes de ligar a bateria se a montagem foi bem executada, com os componentes nas posições corretas e sem inversões de seus terminais.

A placa de circuito impresso não poderá ter trilhas interrompidas ou em curto-circuito.

Inicie a calibração pelo potenciômetro P1.

O potenciômetro P1 será ajustado de forma a determinar o ponto em que o oscilador de base de tempo pára de trabalhar, como no caso de que uma nuvem cubra momentaneamente o sol.

Para efetuar o ajuste de P1, simule o sol por meio de uma lâmpada de 60 watts colocada a uma distância de 30 a 50 cm.

Ajuste o potenciômetro P1 para que o oscilador de base de tempo pare de funcionar ao afastarmos mais ainda a lâmpada do aparelho.

O último ajuste a ser feito é o do potenciômetro P2.

O potenciômetro P2 deverá ser ajustado com o alarme soando para a maior intensidade do som produzido pelo piezo-elétrico.

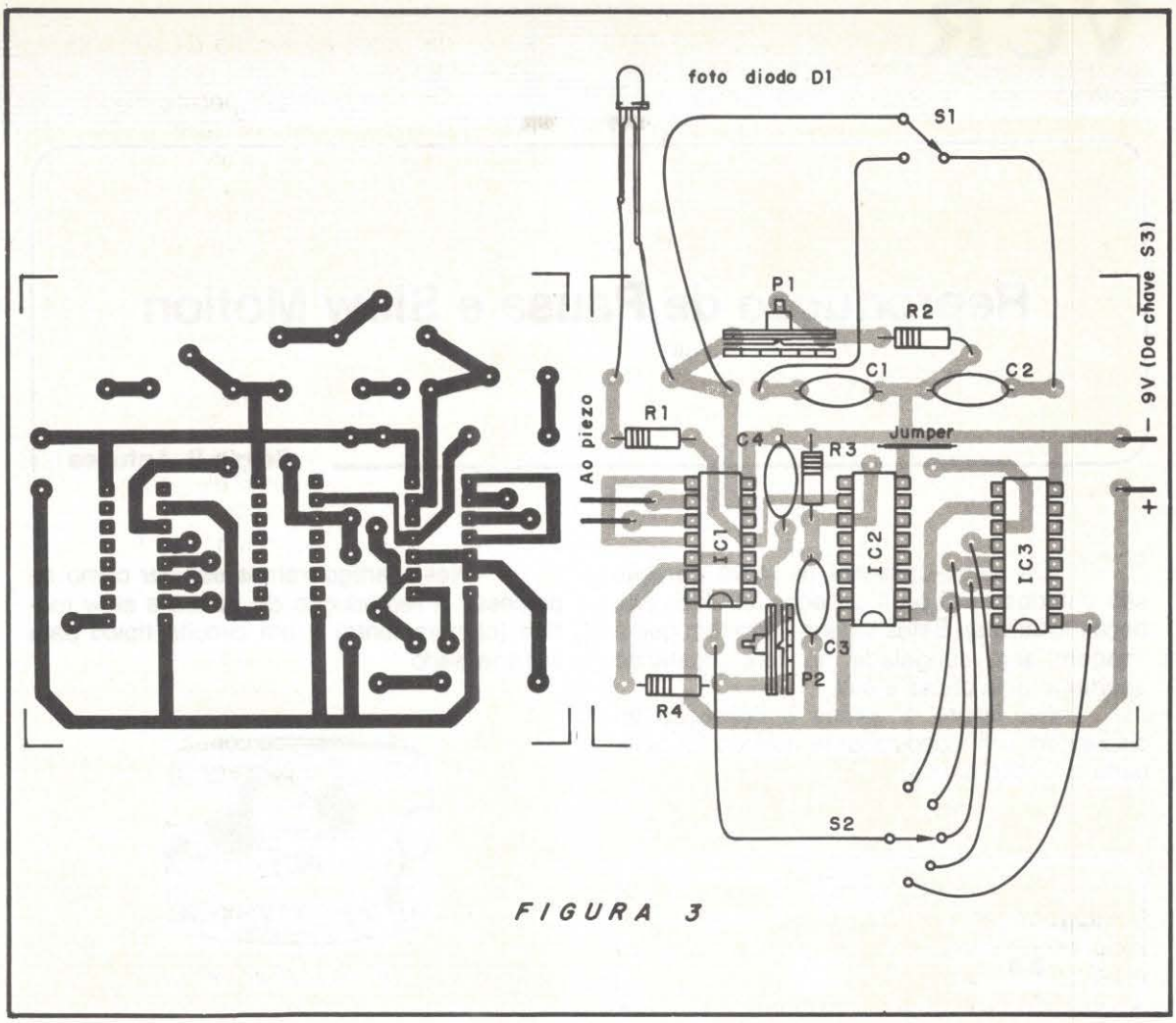


FIGURA 3

Pronto, nada mais a fazer a não ser aproveitar o sol.

Usos

O uso é simples e imediato pois o aparelho irá auto-regular conforme a intensidade dos raios do sol.

Basta selecionar qual escala de tempos queremos em S1 e qual o tempo desta escala em S2 e poderemos ficar tranqüilos e sossegados que não sofreremos dos excessos provocados pelo sol. (Desde que ao soar o alarme saimos do lugar e tenhamos uma boa orientação médica sobre o assunto).

Lista de Materiais

IC1 – Circuito integrado 4093
IC2, IC3 – Circuito integrado 4040
D1 – Foto diodo BPW 34 ou similar
R1 – 1K resistor (marrom, preto, vermelho)
R2 – 5K6 resistor (verde, azul, vermelho)
R3 – 1M resistor (marrom, preto, verde)
R4 – 10 K resistor (marrom, preto, laranja)
P1 – Trim-pot 100 K
P2 – Trim-pot 50 K
C1 – 180 nF capacitor de poliéster ou epoxi
C2 – 270 nF capacitor de poliéster ou epoxi
C3 – 100 nF capacitor cerâmico ou poliéster
C4 – 10 nF capacitor cerâmico ou poliéster
PZ – Piezo Elétrico (BUZZER)
S3 – Chave liga/desliga
S2 – Chave 1 pólo x 5 posições
S1 – Chave 1 pólo x 2 posições

Diversos: Placa de circuito impresso, fios, solda, bateria de 9 volts

Obs: todos os resistores de 1/8W

Reprodução de Pausa e Slow Motion

Sérgio R. Antunes

Os vídeo-cassetes da nova geração são dotados de 3 ou 4 cabeças de vídeo (cabeças rotativas). Estes vídeos permitem que a imagem seja congelada na tela, bastando apertar a tecla pausa e still.

Na **figura 1** vemos a indicação do display em um vídeo-cassete quando for acionada a função pausa.

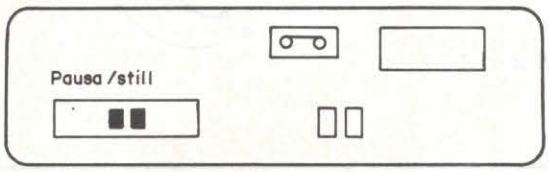


FIGURA 1

Os vídeos de duas cabeças também executam a função pausa ou congelamento; contudo, a qualidade da imagem é insatisfatória. Já os vídeos de 3 e 4 cabeças apresentam uma imagem limpa, nítida, livre das interferências denominadas por crosstalk, conforme ilustra a **figura 2**.

Neste artigo iremos estudar como se processa a reprodução de pausa e slow motion (câmera lenta) e um circuito típico para ser analisado.



FIGURA 2

Disposição das 3 cabeças no cilindro

Como é mostrado na **figura 3**, a terceira cabeça é usada somente na reprodução especial de pausa e still.

A terceira cabeça faz parte do mesmo suporte de fixação da segunda cabeça. Esta cabeça adicional é denominada CH2' (CH2 linha).

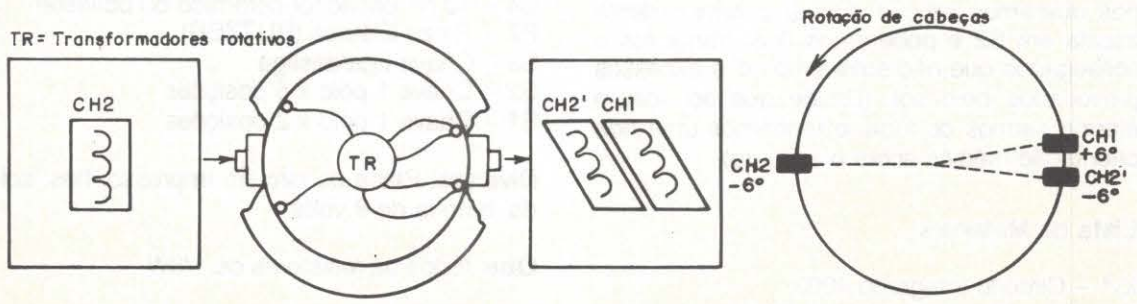


FIGURA 3

A cabeça CH2' tem o mesmo azimute que a cabeça CH2 e está localizada numa posição tal que fica 2 linhas horizontais retardada da cabeça CH1.

Como já consideramos em artigos anteriores, o azimute é o posicionamento geométrico entre a cabeça e a fita. Uma trilha magnética gravada segundo um azimute, somente será reproduzida por uma cabeça que tenha exatamente o mesmo azimute.

O azimute, em vídeo, só atua nas altas freqüências. No vídeo cassete, as altas freqüências contêm as informações de luminância.

Retornando ao estudo da terceira cabeça, embora ela esteja junto com a cabeça CH1, o azimute dela é igual ao da cabeça CH2. A tabela abaixo relaciona este conceito.

Tabela

Cabeça	azimute	posição no cilindro
CH1	+6°	lado direito
CH2	−6°	lado esquerdo
CH2'	−6°	junto com CH1

Na reprodução em pausa (modo onde a imagem fica congelada no quadro), a fita para e é lida pelas cabeças CH2 e CH2'.

A **figura 4** ilustra a situação onde a fica em pausa e é lida pelas cabeças CH2 e CH2'.

No vídeo de duas cabeças apenas, a leitura da pausa é muito deficiente, apresentando o crossaltk da **figura 2**.

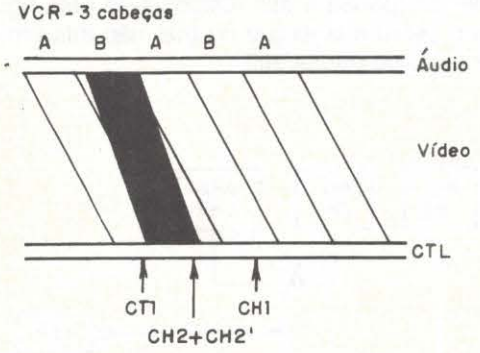


FIGURA 4

A **figura 5** mostra a fita sendo reproduzida no modo pausa por um vídeo de duas cabeças. Comparando as **figuras 4** e **5** podemos notar que a reprodução de 3 cabeças (CH2 e CH2') tem um mínimo de crosstalk e perdas insignificantes. Já no vídeo de duas cabeças, perde-se uma parcela do sinal e soma-se a isso o crosstalk do campo adjacente.

A **figura 6** mostra o nível de saída de RF para a situação de pausa da **figura 5** e a respectiva imagem recriada no televisor.

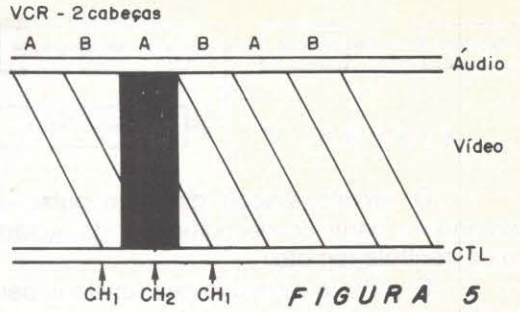


FIGURA 5

Pelas **figuras 5** e **6** podemos notar que enquanto a cabeça CH2 estiver varrendo a fita, ela vai ler uma parte de sua pista e os extremos do campo adjacente.

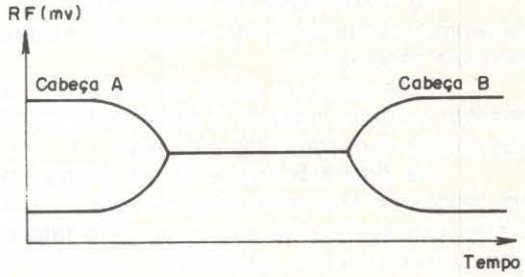




FIGURA 6

Utilizando a cabeça CH2' os extremos da pista adjacente não são lidos mais, o que reduz quase na totalidade o crosstalk.

A tabela abaixo determina quando é usada a terceira cabeça.

Tabela

Modo	Velocidade	Cabeças
Rec	SP,LP,SLP	CH1, CH2
Play	SP,LP,SLP	CH1, CH2
Play	Pausa	CH2, CH2'
Play	Still	CH2, CH2'

Generalidades sobre o circuito de controle de pausa e still

O circuito de controle de pausa e still inicia a operação de acordo com a entrada do

pulso de comando fornecido pelo Syscon (sistema de controle), conforme mostra o diagrama em blocos da **figura 7**

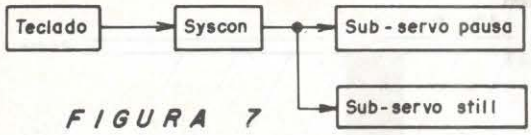


FIGURA 7

O circuito syscon gera um pulso de comando a partir do decodificador do teclado ou do controle remoto.

O servo é o circuito que funciona para posicionar e controlar os motores drum (cilindro) e capstan (fita) do vídeo cassete. Este circuito no entanto, opera nos modos normais, a saber : reprodução e gravação em uma das três velocidades: SP, LP e SLP (respectivamente, 2, 4 e 6 horas).

Já o sub-servo auxilia o circuito servo na reprodução especial de pausa, still e outros recursos especiais.

Este sinal e o pulso de reajuste (a ser descrito adiante) iniciam o movimento da fita nos modos especiais (still e pausa).

Na **figura 8** apresenta-se o diagrama em blocos do sub-servo que controla a pausa e still. Chamamos de sub-servo pelo fato de este ser um circuito secundário e auxiliar do servo.

Como se pode notar através da **figura 8**, trata-se de um circuito digital aplicativo.

Quando a tecla still é pressionada no modo play, é aplicado nas portas lógicas um nível alto. Este nível irá acionar um contador/divisor digital que irá efetuar uma divisão e aplicar um pulso para comutar a terceira cabeça do cilindro. Ao mesmo tempo, irá produzir um pulso de reset para o flip-flop que dividirá o pulso HSP (pulso de chaveamento das cabeças).

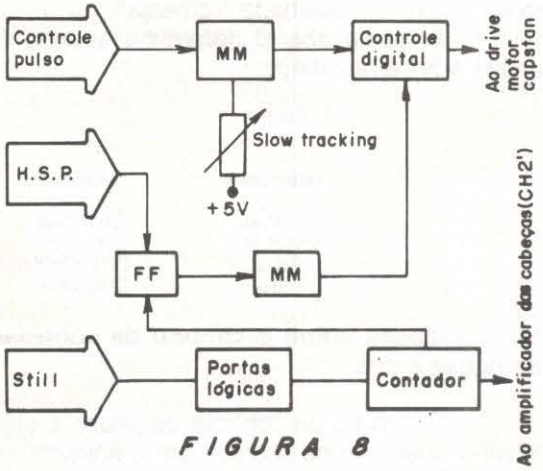


FIGURA 8

No syscon é produzido um pulso de controle que será injetado em um M.M. (multivibrador monoestável). Neste ponto, pode-se ajustar o controle slow tracking que permite um melhor rastreamento entre cabeça CH2' e fita.

No bloco controle digital é aplicado o pulso de chaveamento das cabeças dividido e o pulso de controle após passar pelo slow tracking. Isto fará com que o sinal de controle do torque do motor capstan seja gerado de acordo com a posição do pulso HSP e do pulso de controle syscon.

A **figura 9** ilustra o diagrama em blocos do controle e drive do motor capstan.

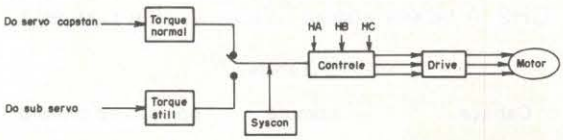


FIGURA 9

O motor capstan recebe sinais para acerto de fase e freqüência do servo e do subservo. A comutação é feita a partir de um pulso de syscon.

Denomina-se torque normal quando o capstan operar nos modos SP, LP, SLP, Rec ou Play.

Denomina-se torque still quando o capstan operar somente em play, nos modos especiais pausa e still. Observa-se pela figura que o servo e o torque normal não influem no comando de pausa/still.

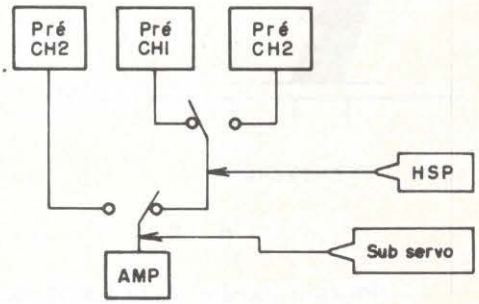
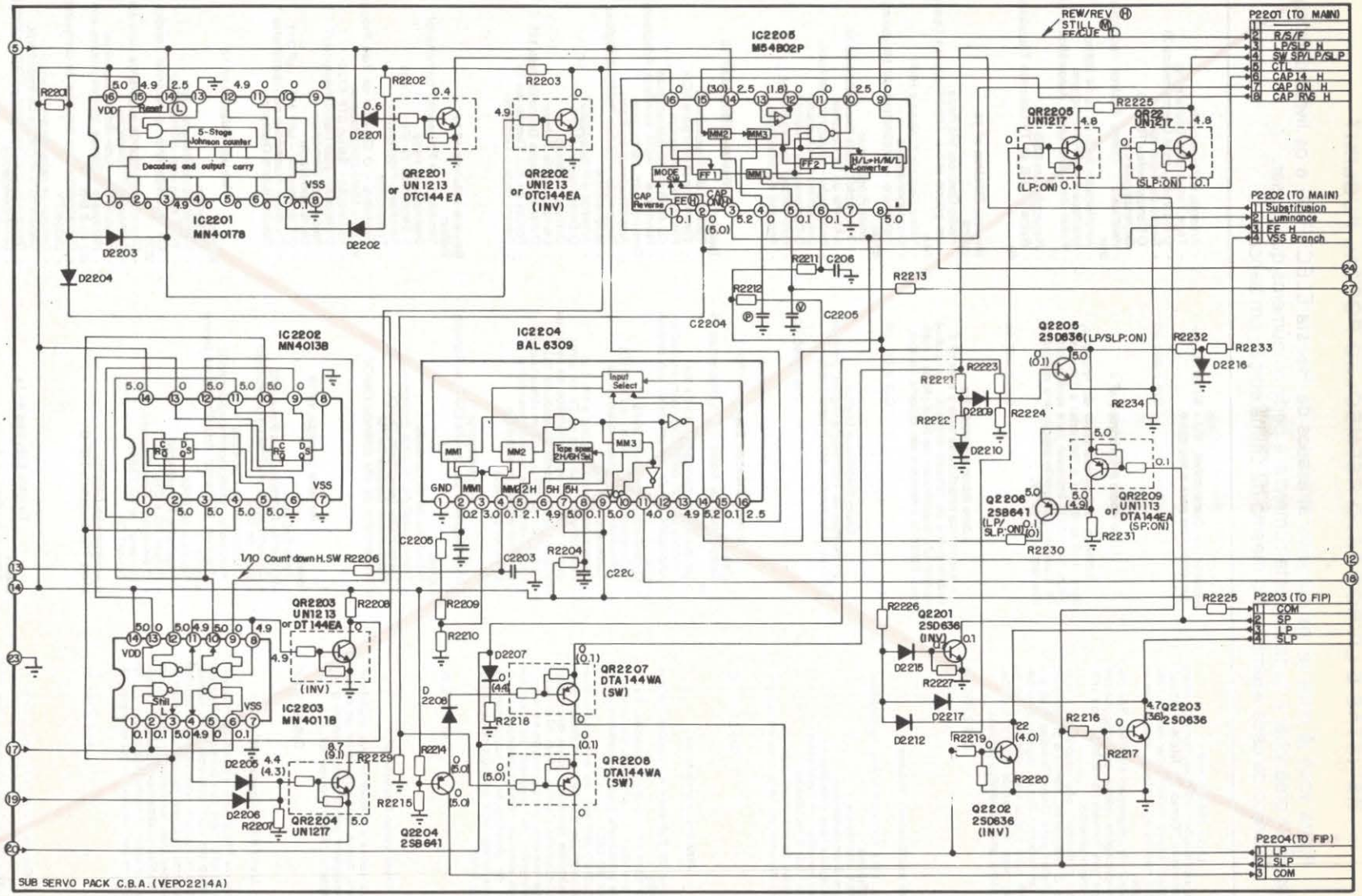


FIGURA 10

Na **figura 10** vemos o diagrama em blocos do amplificador das cabeças e o respectivo comando da cabeça CH2'.



SUB SERVO PACK C.B.A. (VEP02214A)

FIGURA 11

Circuito Digital do Sub Servo

Apresentamos na **figura 11** o circuito do sub-servo do vídeo cassete national NV 260. É um vídeo com 3 cabeças no cilindro e, portanto, de ótima resolução durante a pausa e still.

Os circuitos integrados envolvidos são:

IC 2201: MN 4017 – Trata-se de um contador johnson de 5 bits e que contém nas suas saídas um decodificador.

IC 2202: MN 4013 – Um duplo flip-flop da família CMOS. O flip-flop é do tipo D (delay) e muito útil no retardamento de sinais para sincronização e divisão.

IC 2203: MN 4011 – Possui internamente 4 portas nand CMOS e está usado aqui como dispositivo de chaveamento combinacional. A porta nand só apresenta nível alto na saída quando pelo menos uma de suas entradas estiver em nível baixo.

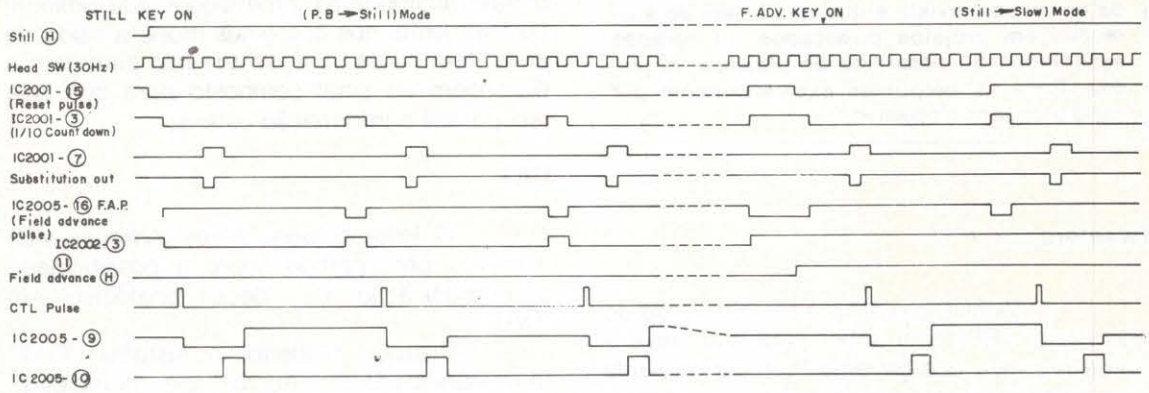


FIGURA 12

IC 2204: BAL 6309 – Contém vários multivibradores monoestáveis e portas lógicas para chaveamento e inversão de pulsos. O MN (multivibrador monoestável) é um circuito de gatilho, que requer um pulso de disparo para iniciar a operação. Uma vez que o pulso de disparo começa a agir, o circuito utiliza sua própria potência para completar a operação. A cada vez que recebe um pulso de disparo na entrada, este circuito gera um pulso de saída retangular, de duração específica. Este mesmo pulso pode ser ajustado através do controle slow tracking.

IC 2205: M54802P – Contém também vários multivibradores monoestáveis, é flip-flops, registradores de deslocamento e portas lógicas para chaveamento de sinais.

Transcurso dos sinais

O sinal de controle de pulso, proveniente do syscon é injetado no pino 15 do IC 2205 (M54802P) da **figura 11**, passando pelos multivibradores monoestáveis internos ao CI. De acordo com a posição do slow tracking que é aplicado ao pino 5, sairá no pino 9 uma tensão de forma de onda retangular, cuja duração determinará o torque do motor capstan.

Outro sinal necessário é o HSP, que é injetado no pino 14 do IC 2201 e no pino 14 do IC 2205.

O IC 2201 se incumbe de produzir a divisão digital do HSP. Este sinal sai pelo pino 7 do IC 2201 e via Q 2202 é injetado no pino 16 do IC 2205. Neste pino temos um flip-flop que processará o HSP e acionará a saída de torque do motor capstan (pino 10 IC 2205).

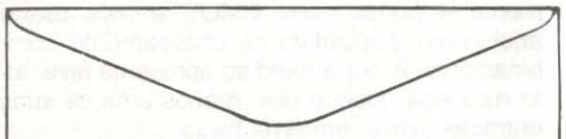
O pino 7 do IC 2201 produz pulso de comutação da cabeça CH' (terceira cabeça).

Nos pinos 1, 2 e 6 do IC 2203 (portas nand) é aplicado o nível alto do comando still. As saídas (pinos 3 e 4 do IC 2203) ativarão o reset do IC 2201 (pino 15) via QR 2204.

O avanço lento (slow motion) tem o mesmo funcionamento que a pausa ou still, diferindo apenas no nível que é aplicado ao IC 2203 (pino 4) e no pulso de torque produzido pelo IC 2205.

A **figura 12** ilustra o timing ou diagrama de tempos do sub-servo digital com referência aos integrados da **figura 11.**

Correspondência



Nesta seção, procuramos responder às dúvidas de nossos leitores. Só poderemos atender dúvidas referentes a matéria publicada em nossa revista e que não sejam de alterações em projetos publicados ou pedidos específicos de desenhos de projetos ou placas. Faça as perguntas exclusivamente por carta e de modo objetivo.

Tweeters

O leitor Djalma Ap. Leal (São José do Rio Preto - SP) quer saber para que serve a carga resistiva que devemos colocar na saída dos amplificadores quando usamos tweeters sem os alto-falantes.

Caro Djalma, para que os amplificadores funcionem corretamente eles deverão estar ligados com cargas de impedância, como por exemplo, 4 ohms, 8 ohms ou 16 ohms.

Como você mesmo observou, os tweeters piezoelétricos apresentam uma impedância bem superior aos valores usuais de terminação dos amplificadores de potência de áudio e se não tivermos uma forma de casarmos a saída dos amplificadores, os mesmos funcionarão com distorção ou poderão danificar-se.

Por esta razão é que precisamos usar um resistor de valor ôhmico próximo ao valor da impedância dos alto-falantes, no caso de que estes não sejam usados. É claro que os resistores deverão aceitar potências da mesma ordem que a saída máxima do amplicador de áudio sem queimarem, pois toda a potência de áudio de saída será envolvida neles ou invés de ser nos alto-falantes.

TV Estéreo

O leitor Douglas Atique (Jundiaí - SP) pergunta como ligar o decodificador de TV estéreo no vídeo cassete.

Prezado Douglas, a ligação do decodificador de TV estéreo é possível e você poderá gravar apenas o programa correspondente ao canal SAP. Entretanto, para isto são precisos alguns conhecimentos técnicos mais específicos e não podemos descrever de forma curta todas as modificações necessárias.

Ainda sobre este assunto, a gravação em estéreo só é possível em aparelhos cujo projeto acomode as informações adicionais e, normalmente, nos aparelhos mono a saída de áudio terá filtros internos que não permitem a passagem do sinal composto para que seja recuperada a informação estéreo.

DAT

O leitor Gilberto Alves (Araguari-MG) escreveu perguntando sobre a possibilidade de modificação de "deck" analógico em "DAT".

Prezado Gilberto, o sistema "DAT" (que significa Digital Áudio Tape, do inglês fita de áudio digital) usa circuitos de processamento dos sinais de áudio totalmente digitalizados, sendo estes completamente diferentes dos tradicionais circuitos analógicos de áudio.

A conversão de um sistema convencional de áudio analógico para um sistema totalmente digital é tarefa bastante complexa e requer amplos conhecimentos de eletrônica geral, tanto analógica quanto digital, além da necessidade de instrumental específico e, na maioria dos casos, de custo elevado.

Por enquanto teremos que esperar mais um pouco para que o sistema "DAT" seja acessível a todos.

Ignição Multi-faíscas – ERRATA

No artigo publicado na ELÉCTRON Nº 22 não foi indicado o transístor que se trata de um TIP 31.

Agradecimentos

Agradecemos a carta de Antonio Wilson de Souza Silva de Sta Inês, Maranhão. Estamos estudando as suas sugestões e informamos que o segundo volume do livro sobre vídeocassete já foi distribuído e pode ser pedido pelo reembolso postal, assim como livros sobre microprocessadores, veja os anúncios neste número.

Transmissor de FM estéreo

O leitor Cícero Inácio de Oliveira (Alfenas-MG), solicita o envio dos componentes para que monte dois aparelhos.

Caro Cícero, não poderemos enviar a você o conjunto de peças porque o projeto do transmissor de FM estéreo não está disponível sob a forma de "kit", entretanto, as peças necessárias são fáceis de achar em São Paulo e nos outros centros. Tente entrar em contato com algumas lojas por telefone e certamente encontrará o material. Boa transmissão.

Transmissor de FM estéreo

O leitor Valdir Pagliosa (Bento Gonçalves–RS), pergunta sobre a possibilidade de usar um transmissor mais potente em conjunto com o projeto.

Caro Valdir, o projeto do transmissor de FM estéreo poderá sim usar um transmissor mais potente como os da revista Eléctron especial. Em qualquer caso certifique-se de não interferir com o serviço regular de rádio-difusão para não exceder os limites permitidos pelo "DENTEL".

Rádio controle via rede

O leitor Arnaldo Stembaum (São Paulo-SP), montou o circuito mas o relé está constantemente armado.

Caro Arnaldo, o lay-out da placa está correto (falta apenas no esquema a ligação terra). O fato de ter medido uma tensão positiva no pino 11 do integrado fará com que o relé realmente arme. Teste o circuito integrado colocando o pino 1 ou 2 na terra, forçando assim a saída para terra também e devendo desarmar o relé. Caso não obtenha isto, é provável que o circuito integrado esteja avariado.

Outra causa é que o próprio transístor TR1 esteja em curto-circuito e você deverá também certificar-se que os componentes estejam em bom estado.

No restante, o circuito foi testado e deve apresentar bom funcionamento após ter sido reparado.

Controle digital para Áudio

O leitor Santino Francisco Batista (Criciúma –SC), pede maiores detalhes sobre as ligações do circuito.

Caro Santino, a **figura 10** na página 9 da referida revista Eléctron Nº 20 indica as ligações entre as diversas placas.

A **figura 2** mostra o circuito sensor que deverá ser montado 3 vezes para o exemplo dado e para poder controlar a seleção do programa, o volume e a tonalidade.

Depois dos circuitos sensores deveremos ligar os circuitos de seleção, como mostrados na **figura 3**.

Para sinais estereofônicos necessitamos de dois circuitos de seleção simultâneos acionados pelo mesmo circuito sensor. Isto está mostrado na **figura 4**.

Da mesma forma ligamos a parte correspondente ao volume e a tonalidade.

Para sinais monofônicos somente um canal, claro, será processado e para sinais estereofônicos precisaremos de dois circuitos de seleção simultâneos para cada sensor, exatamente como no caso anterior.

Apesar de requerer várias placas, o circuito não é complicado e não será difícil fazê-lo funcionar.



Antenas curtas

A. Fanzeres (PY 1 AAP)

Devido a limitação de espaço, muitas vezes somos obrigados a utilizar antenas que são mais curtas do que a dimensão adequada para ressonância em espaço livre. Isto se observa mais na freqüências baixas e também nas instalações móveis de alta freqüência (HF).

Qual será a eficiência de antenas instaladas nestas circunstâncias ?

Vários são os fatores que afetam o desempenho de uma antena, alguns contraditórios. Neste artigo vamos abordar um dos aspectos das "curtas" isto é, aqueles cujo dimensionamento é menor do que o ideal. Grande ajuda na composição deste trabalho nos veio de nosso colega de Miami, Florida, Stan Gibilisco (W1GV/4) a quem aqui damos nosso agradecimento e reconhecimento.

Antena ou Sistema Irradiante ?

Podemos falar de eficiência da antena ou eficiência de todo o sistema irradiante. O ultimo inclui não só a parte propriamente dita de irradiação, porém a linha de alimentação, o sistema de casamento entre esta, o transmissor e o circuito do estágio final do transmissor (tanque). Em qualquer caso a "eficiência" refere-se a porcentagem de potência aplicada que é irradiada no espaço.

Para nosso fim, quando citamos eficiência estaremos apenas nos referindo a eficiência da antena somente. Podem ocorrer perdas nos condutores da antena, nas bobinas de carga ou mesmo no terreno que circunda a antena. Naturalmente busca-se minimizar todos estes efeitos contrários que afetam a eficiência da antena

Resistência de Irradiação

Tão logo a antena irradia energia, esta, sai da antena, propaga-se com a velocidade da luz e não retorna nunca mais. Quando um resistor dissipa energia, ela também é perdida para sempre. Realmente, para um sistema de transmissão a radiação é o mesmo que dissipação.

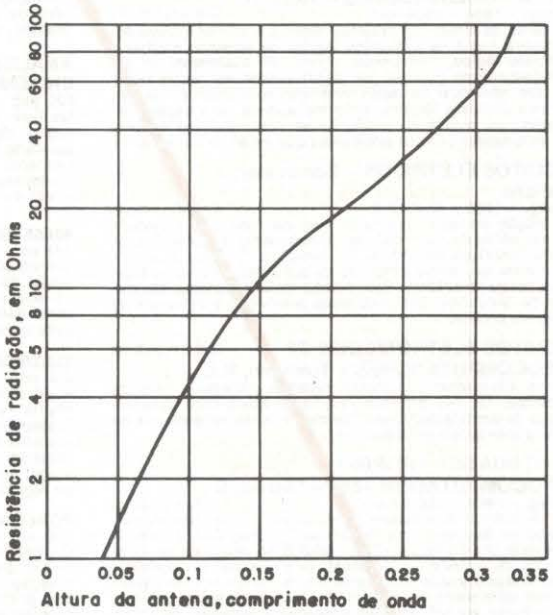


FIGURA 1

A radiação de energia pela antena, ocorre nos extremos de certos valores resistivos. Substituindo uma antena por um resistor de um certo valor o sistema transmissor, funcionará como se estivesse ligado a uma antena. É o caso das antenas fantasmas, que permitem aplicar uma carga ao transmissor, para efeito de medidas, sem que contudo funcionem como antena irradiante. O valor da resistência depende das características de antena, mas é primariamente dependente do tamanho físico da antena. Esta propriedade se denomina **"resistência de radiação"**.

Para antenas verticais a resistência de radiação é função direta da altura em comprimentos de onda. Na **figura 1** temos um gráfico que nos indica a resitência de radiação em função da altura da antena, em comprimento de onda. Este gráfico é válido somente para antenas sem elementos parasitos ou em fase. A altura em comprimentos de onda vai desde 0,05 comprimento de onda até 0,35 comprimento de onda.

Para uma antena com alimentação central, em espaço livre, a resistência de radiação em relação o comprimento pode ser visto na **figura 2**. Um dipolo (alimentação central) atua como duas antenas verticais funcionando em série. Deve-se notar que um dipolo cujo comprimento total é (x) comprimentos de onda, possui duas vezes a resistência de radiação de uma antena vertical, cuja altura fosse x/2 comprimentos de onda.

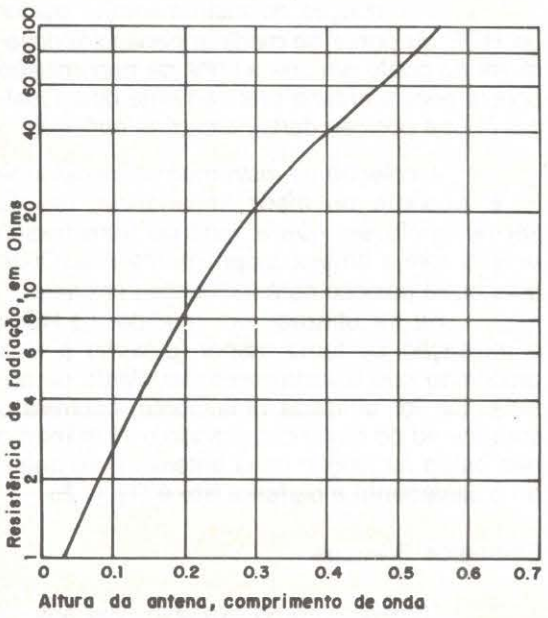


FIGURA 2

Reatância

A antena é ressonante se não existir reatância na freqüência de operação. Se bem que a ressonância seja uma condição desejável do ponto de vista de casamento de impedância, não é condição imprescindível. Muitas antenas não são ressonantes e no entanto funcionam muito bem. O **sistema de antena** porém deve sempre ser ressonante na freqüência de operação para permitir que o transmissor libere através da antena o máximo de energia.

Quando uma antena vertical é fisicamente mais curta que 1/4 de onda, ou o dipolo é mais curto que 1/2 comprimento de onda é necessário colocar bobinas de carga em série com o radiador para que se obtenha ressonância.

Quanto mais curta é a antena para uma determinada freqüência, maior deve ser o indutor. Notar também que para uma determinada posição do indutor no elemento radiador a quantidade de indutância requerida torna-se maior a proporção que a bobina é levada para o extremo do radiador. É possível tornar uma antena ressonante, não importa as curtas dimensões que possua.

Quando uma antena vertical é fisicamente maior que 1/4 de onda ou o dipolo é maior que 1/2 onda, torna-se necessário a colocação de capacitores em série para obter a ressonância. Isto pode ser aplicado em qualquer comprimento.

Em ambos casos acima citados as bobinas e capacitores ajudam a eliminar a reatância do sistema de antena. Uma antena curta é reativa capacitivamente e precisa de um indutor para cancelar a reatância; uma antena longa é reativa indutivamente e precisa de um capacitor para cancelar a reatância. Antenas curtas são muito mais comuns que as antenas longas e deste modo cargas indutivas são mais utilizadas que cargas capacitivas.

Infelizmente todas as bobinas tem uma certa resistência de perda. Quando utilizamos um indutor em uma antena curta, para eliminar a reatância, ficamos com resistência pura. Porém esta resistência não é somente resistência de reatância; alguma é devido a perdas causadas pela bobina. E naturalmente todas as outras resistências tais como os condutores e perdas de aterramento continuam presentes no circuito. A resistência pura consiste de dois componentes: a resistência de radiação, denominada Rr e a resistência de perda, denoninada R_L.

Resistência de Perda

A resistência total de uma antena é $R_T = R_R + R_L$ porque R_R e R_L estão efetivamente em série. O valor determinado de R_R é função da extensão física da antena e portanto uma constante para uma determinada antena. Resistência de perda R_L, é variável. Pode ser minimizada por uso de um sistema de terra radial, condutores de grande diâmetro, bobinas de baixa perda etc. Naturalmente o objetivo é minimizar R_L.

No ponto de ressonância, a impedância de antena é puramente resistiva, e tem um valor de R_T. Se a linha tiver uma impedância característica de Zo, então teremos:

$ROE = Z_0/R_T$ se Z_0 R_T e
$ROE = R_T/Z_0$ se Z_0 R_T

Por mais estranho que pareça é quase sempre certo que quanto mais alta seja a eficiência da antena mais elevado é o ROE (onda estacionária). Quase sempre um baixo ROE com uma antena curta é indicativo de grande eficiência. Isto sucede porque quando minimizamos R_L também minimizamos R_T que talvez já seja muito menor que a linha Z_0.

Eficiência

Para medir a eficiência de uma antena diretamente, seria necessário utilizar instrumentos que dificilmente nossos leitores possuirão, além do processo ser complicado. Porém é sempre possível obter uma aproximação da medida de eficiência de uma antena simplesmente medindo sua resistência quando em ressonância. Naturalmente para isto é bom utilizar uma ponte para medição de impedância, que é mais sofisticada que uma simples ponte de medir ROE. É um instrumento que normalmente não é encontrado no "shack" do amador, porém acreditamos que os departamentos de física das inúmeras faculdades que proliferam neste nosso Brasil, possuirão tal instrumento e permitirão o uso do mesmo. Obtendo-se pelo uso de uma ponte o valor de R_L e conhecendo-se R_R (**figura 1** ou **figura 2**) a eficiência da antena será aproximadamente dada pela seguinte eqüação:

Eficiência em % = $100\ R_R / R_T$

Somente a energia aplicada em R_R (resistência de radiação) é irradiada; a energia é aplicada a R_L é perdida. A resistência de perda concentra-se principalmente na bobina de carga e na terra próxima a antena. Em alguns casos não é possível instalar um sistema radial de terra, como é o caso das estações móveis. Pode-se construir uma bobina de grandes dimensões porém até o limite que a mesma não se torne um trambolho. Deste modo a eficiência de uma antena curta é limitada devido a detalhes práticos construtivos.

Quando não há ponte de Medir Impedância

Como dissemos antes, nem todos os leitores possuem uma ponte de medir impedância. Um recurso seria apelar para as faculdades das universidades no departamento de física ou eletrônica, porém isto esbarrará provavelmente em dois fatores: burocracia e inoperância dos instrumentos. Assim vamos considerar a hipótese do leitor não possuir uma ponte de medir impedâncias, mas somente um medidor de ondas estacionárias (ROE). É possível medir a eficiência de uma antena curta utilizando um indicador de ROE pois é quase certo de que R_T seja menor que Z_0 quando a antena é curta, e vice-versa. Assim teremos:

$$ROE = Z_0 / R_T$$
$$RT = Z_0 / ROE \qquad (4)$$

Determinando-se R_R das **figuras 1** ou **2** podemos calcular a eficiência da antena como já foi dito.

Para antenas longas (verticais de mais de 1/4 de onda ou dipolos maiores que 1/2 onda) é bem possível que R_T seja maior que a impedância da linha Z_0.

A colocação do instrumento (medidor de ROE ou ponte de medir impedância) deverá ser no ponto em que a linha de transmissão acopla com a antena propriamente dita. Qualquer outra posição dará indicações errôneas.

A coleção do instrumento (medidor de ROE ouponte de medir impedância) deverá ser no ponto em que a linha de transmissão acopla com a antena propriamente dita. Qualquer outra posição dará indicações errôneas.

Se for utilizado um medidor de ROE, a indicação se torna menor (próximo a 1) a proporção que o instrumento se afasta da antena. Se for utilizada uma ponte, ocorrerá o surgimento de reatância quando o instrumento não estão na junção linha antena, salvo quando o casamento é perfeito, isto é $R_T = Z_0$.

Exemplos Práticos

Tomemos como exemplo uma antena vertical para 40 metros (7 MHz), com base ter-

ra e altura de 4,3 metros e uma bobina de carga no centro como se pode apreciar na **figura 3**. Foram instalados vários radiais e a medida do ROE no ponto de alimentação é 1,0, quando em ressonância. Para efeitos práticos a ressonância é indicada pela freqüência onde o ROE é mínimo.

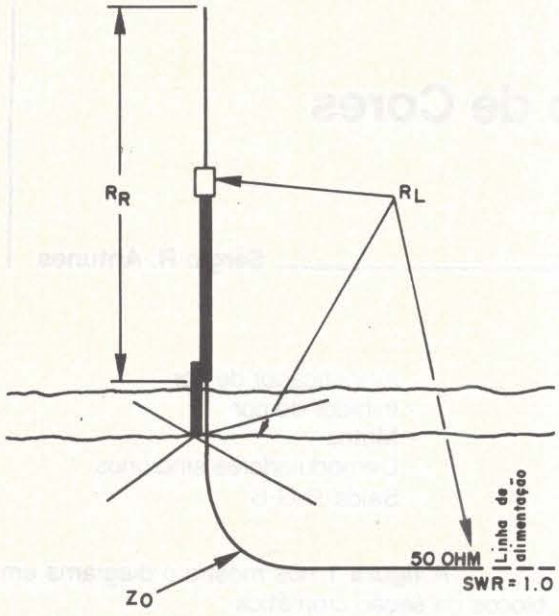


FIGURA 3

Em espaço livre, um comprimento de onda em 7 MHz é dado por:

300/7 = 43 metros (5)

E assim 4,3 metros (altura) representam cerca de 0,1 do comprimento de onda.

Pela **figura 1** o valor da resistência de radiação R_R é de aproximadamente 4 ohms.

Como o ROE é 1,0, o valor de R_T deve ser igual a impedância da linha, que é 50 ohms, assim, temos:

eficiência = 100 x 4/50 = 8% (6)

Isto é correto: 8%.

Se a antena fosse 100% eficiente, R_T deveria ser igual a R_R, que no caso é 4 ohms e o ROE seria 50/4 ou 12,5.

Tomemos outro exemplo. Uma antena de unidade móvel com 75 metros, tem um ROE igual a 2 quando em ressonância, sem utilizar nenhum transformador de casamento.

Se a antena tiver uma altura de 2,4 metros, em 3,875 MHz, será meramente 0,03 comprimento de onda alta. Na **figura 1** isto está fora até da tabela; R_R será aproximadamente 1 ohm

Como o ROE é igual a 2, podemos aceitar que $R_T = 50/2 = 25$.

Assim teremos:

Porcentagem de eficiência = 100 x 1/25 (7).

Pode acontecer (pouco provável) que R_T seja o dobro de Z_0 ou 100 ohms.

Teremos:

Eficiência em % = 100 x 1/100 = 1 (8)

Neste caso precisaríamos uma ponta de impedância para ter certeza.

Resumindo

Os resultados podem causar dúvidas. Antenas curtas geralmente não são eficientes. Isto é mais acentuado em antenas verticais em terrenos não bons condutores.

Se uma antena curta tornada altamente eficiente pela diminuição de R_L é inevitável que o ROE será elevado no ponto de ressonância. Isto pode ser minimizado pela utilização de uma rede de acoplamento ou casamento.

Se a linha de alimentação é curta, a rede de casamento pode ser colocada próximo ao transmissor, para maior comodidade, já que a perda devido ao ROE será pequena quando as linhas são curtas. Porém se a linha de alimentação ou o ROE for muito elevado é melhor colocar a rede de casamento no ponto de inserção da linha com a antena propriamente dita. Existe muitos artigos sobre "transformadores" de casamento de impedâncias, na literatura especializada. Mais adiante, provavelmente teremos condições de submeter a nossos leitores alguma coisa sobre o assunto. Tudo dependerá de: espaço disponível x interesse dos leitores. O interesse dos leitores se manifesta por cartas a direção da publicação que por sua vez providência o espaço.

Sincronismo de Cores

Sérgio R. Antunes

Um televisor colorido possui basicamente todos os estágios de um televisor em preto e branco, acrescidos dos estágios de crominância.

Os estágios de crominância são formados pelos seguintes circuitos:

- ACC – controle automático de cor
- Oscilador 3,58 MHz
- Chave Pal e oscilador 7K9
- Sincronismo de cor
- Amplificador de cor
- Inibidor de cor
- Matriz
- Demoduladores síncronos
- Saída R-G-B

A **figura 1** nos mostra o diagrama em blocos da seção cromática.

Neste artigo abordaremos a seção de sincronismo do receptor em cores.

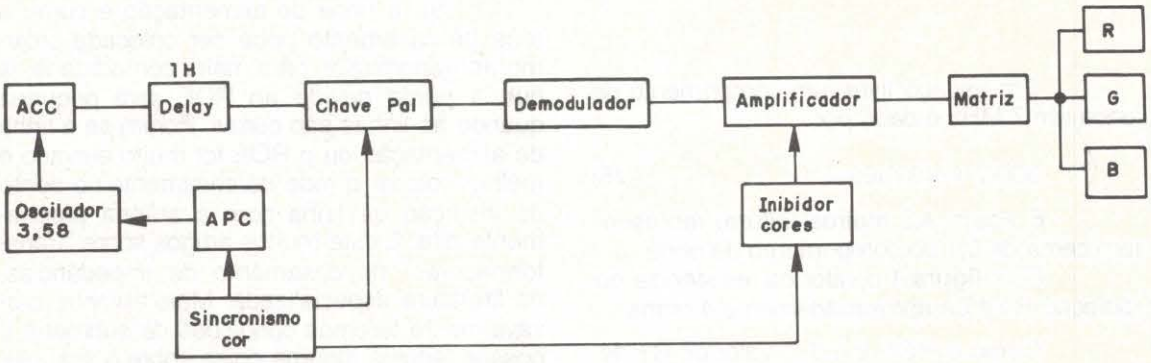


FIGURA 1

Sincronismo de cor

Para recuperação correta de uma cor que foi modulada no transmissor, é necessário que o demodulador no televisor tenha uma grande precisão.

Como sabemos, dois sinais de diferença de cor são transmitidos simultâneamente. São os sinais R-Y e B-Y, sendo que em PAL-M o sinal R-Y é invertido linha a linha.

Para enviar estes dois sinais, a sub-portadora de cor é modulada em quadratura com 90° defasadas entre si, sendo que B-Y fica localizado em zero grau e R-Y em 90 graus.

A sub-portadora de 3,58 MHz (valor exato PAL-M 3,575611 MHz) é suprimida, permanecendo apenas suas faixas laterais, e estes sinais são transmitidos e recebidos.

A fim de se obter a informação original da cor, é enviado um sinal de referência para restabelecer uma nova sub-portadora de cor no receptor.

Além disso, um dos componentes (–R+Y) que vem invertido linha a linha, deve ser reinvertido corretamente.

Os estágios de cor devem então fornecer o sinal de referência que controla a fase e freqüência correta do oscilador local de 3,58 MHz do receptor, também a informação do pulso de identificação da linha, para que o receptor analise quando o sinal R-Y deve ou não ser invertido.

O oscilador a cristal gera um sinal de diferença senoidal e um circuito defasador é quem fornece um sinal em quadratura necessário para a demodulação dos sinais R-Y e B-Y.

A freqüência e a fase do oscilador são controladas por meio de uma comparação de fase entre o sincronismo de cor (Burst) e o oscilador de 3,58 MHz (**figura 2**).

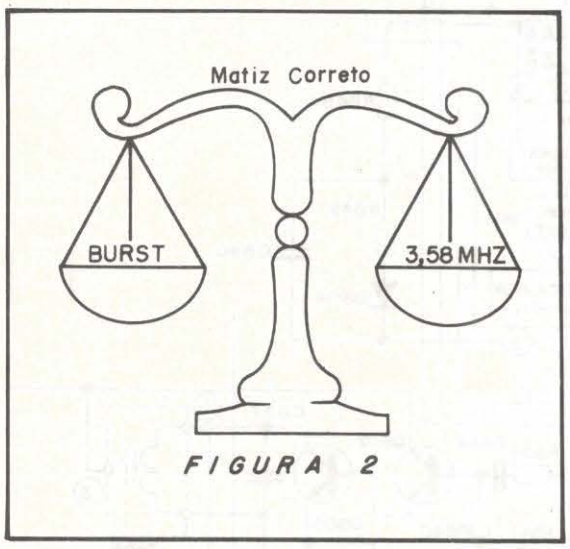


FIGURA 2

Em Colorimetria (estudo das cores) nos referimos ao **MATIZ** como o comprimento de onda de uma cor. Isto corresponde à uma tonalidade mais fiel das cores, cores mais naturais.

Esta é, de fato, a função primordial do sincronismo das cores. Deve equilibrar a sub-portadora de 3,58 MHz com a mesma fase do Burst.

Para que possamos entender claramente o que acontece no receptor de TV, vamos recordar alguns aspectos da transmissão do burst e da sub-portadora de cor.

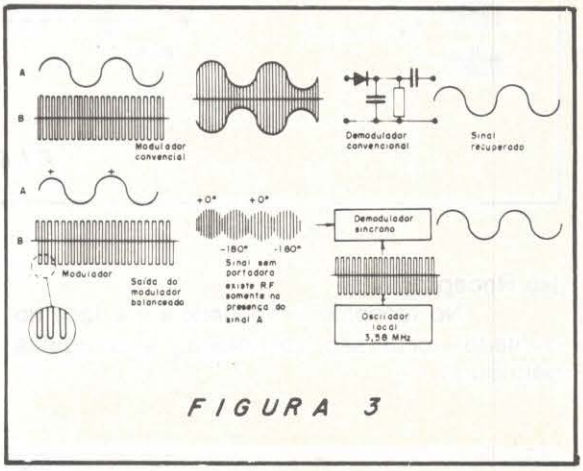


FIGURA 3

Modulação por Sub-portadora suprimida

Na **figura 3** vemos o circuito em blocos do transmissor que modula a portadora de 3,58 MHz, bem como uma comparação entre modulação em amplitude e portadora suprimida.

Na modulação em amplitude, a amplitude da portadora varia continuamente em função do sinal demodulador.

Na sua saída se obtem dois sinais opostos correspondentes à modulação.

No modulador balanceado, acontece um fenômeno diferente. A amplitude da portadora na saída varia em função do sinal modulante e na ausência do sinal modulador a saída será zero, não havendo portadora.

Em PAL-M, conforme diagrama em blocos da **figura 4**, os sinais R-Y e B-Y modulam duas portadoras de 3,58 MHz, uma delas com fase alternada (R-Y) e outra em zero grau (B-Y).

Na prática, temos uma única componente de RF criada por um gerador, onde em sua saída, encontra-se um circuito defasador para o sinal B-Y, atrasado de 90° em relação ao R-Y ou seja, enquanto R-Y está a 90°, -Y está a zero grau e o sinal Burst ora em 135° ora em 225°.

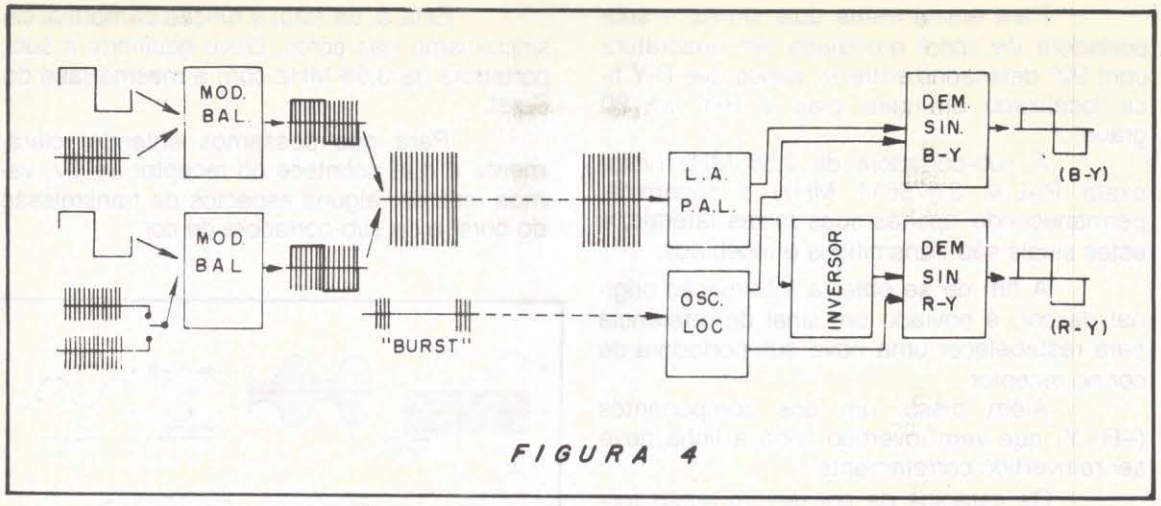


FIGURA 4

No Receptor

No receptor, a freqüência e a fase do oscilador local são controladas e corrigidas pelo Burst.

O Burst é retirado do pulso de apagamento horizontal e é aplicado ao comparador de fase, o qual compara sua fase com a do sinal de 3,58 MHz do oscilador local.

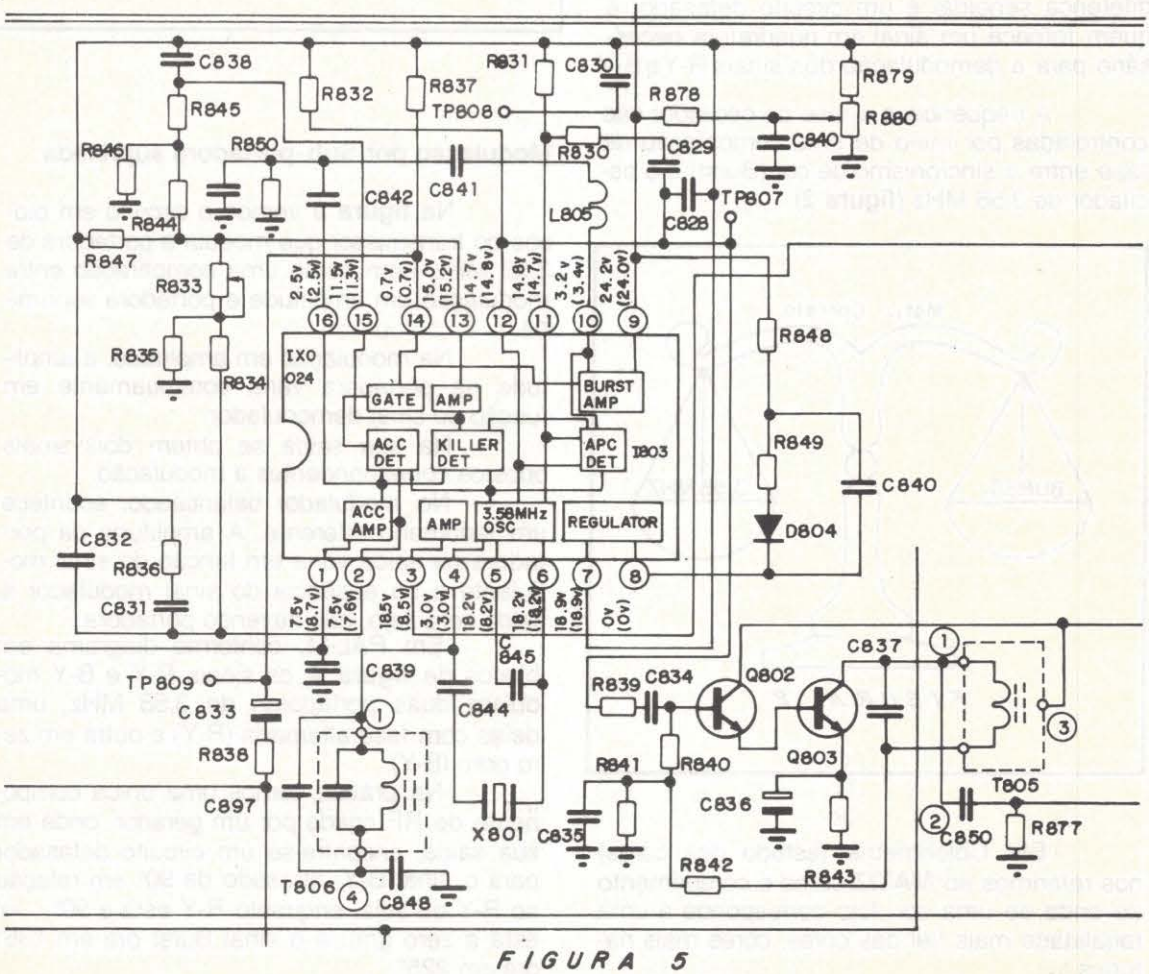


FIGURA 5

O pulso de identificação de linha também é obtido no comparador de fase (APC) que sincroniza o oscilador de 7K9 (metade da freqüência horizontal).

Através de um adaptador de impedância, o sinal deste oscilador sincroniza um flip-flop que efetua a divisão do horizontal por 2.

Circuito Prático

Na **figura 5** temos o circuito da seção de sincronismo de cor do TV SHARP modelo 1602A.

O componente principal é o IC 803 que executa as seguintes funções: Separador do Burst, comparador de fase do sinal de 3,58 MHz, oscilador de referência de 3,58 MHz, e amplificador ACC (Controle Automático de Croma).

O oscilador de referência da sub-portadora é controlado por um cristal de 3,575611 MHz (X 801) ligado ao pino 6 do I803.

Enquanto T 806 ajusta com precisão esta freqüência.

A tensão de correção, vinda do comparador de fase é aplicada internamente no circuito integrado, corrigindo a freqüência do oscilador.

No pino 3 do I 803 obtem-se a saída do oscilador de 3,58 MHz.

O comparador de fase opera dentro do I 803.

A onda quadrada fornecida pelo comparador de fase reflete a inversão sequencial linha a linha da fase da sub-portadora modulada com o sinal R-Y.

O sinal de identificação (onda quadrada) saí do pino 12 do I 803 e através de R 839 e R 834 é injetado na base de Q 802, cujo emissor está ligado à base de Q 803. O circuito, sintonizado em 7K9, constituído por T 805 e C 837, entrará em oscilação quando houver excitação de Q 803, dando origem a uma onda senoidal em 7K9.

Este sinal senoidal é aplicado ao anodo do diodo D 805, que recebe no seu catodo o sinal do oscilador bi-estável.

A fase da senóide será comparada com a da onda quadrada gerada pelo bi-estável. Se for correto, o diodo não conduzirá e não havera tensão de correção.

Por outro lado, se a fase da senóide for incorreta, o diodo entrará em condução, permitindo a correção do bi-estável (flip-flop da chave PAL).

O oscilador flip-flop (**figura 6**) é constituído pelos transístores Q 8001 e Q 8002, acionados por pulsos proveniente do flyback e injetados na junção dos capacitores C 8003 e C 8004. Este conjunto dá origem à onda quadrada na metade da freqüência horizontal.

R 8004 desenvolve o sinal proveniente do APC (circuito da **figura 5**).

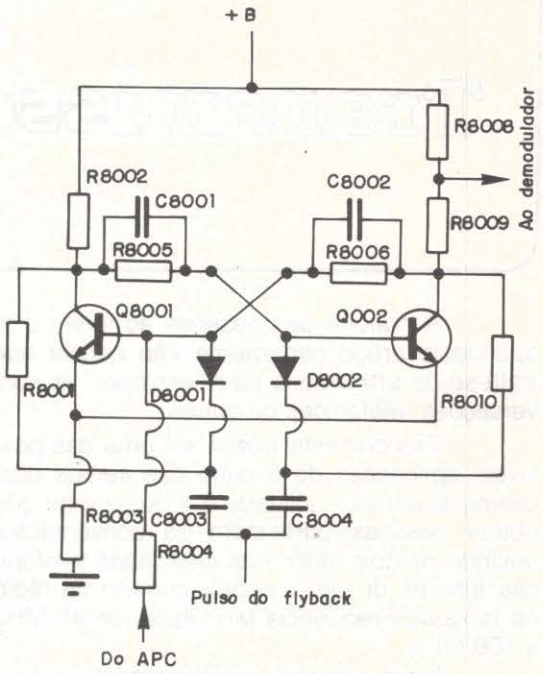


FIGURA 6

C 8003 e C 8004 juntamente com os diodos D 8001 e D 8002 determinam o ponto de operação do flip-flop: enquanto um está carregado, o outro fica descarregado, fazendo com que ora um transístor fique no corte ora fique saturado.

C 8001 e C 8002 junto com R 8005 e R 8006 determinam a constante de tempo RC do circuito.

R 8009 desenvolve o sinal para o demodulador de croma.

A sub-portadora que fora suprimida no processo de modulação será injetada no demodulador para permitir a reconstituição do sinal R-Y demodulado.

Vimos, portanto, a importância do sistema de sincronismo de cores usado em todos os receptores coloridos de TV.

Transmissor telefônico

Leo Masov

A maioria das pessoas ao lerem o título deste artigo certamente irão pensar que trata-se de um circuito para "espionar" as conversações telefônicas de outros.

Embora esta possa ser uma das possíveis aplicações do circuito que iremos descrever, sua maior utilidade é a de permitir que outras pessoas participem da conversação, ouvindo os dois lados das chamadas telefônicas através de um receptor comum de rádio na faixa de Freqüência Modulada, de 88 MHz a 108 MHz.

Ainda, devido às caracteristicas exclusivas deste transmissor telefônico, ele poderá ser usado para participar de uma chamada telefônica já esperada e enquanto isso estar ouvindo sua estação preferida de FM.

Ao estabelecer a chamada telefônica o transmissor será automáticamente ativado e, devido à maior proximidade, seu sinal irá suplantar o sinal de sua estação de rádio, passando a ouvir-se a conversação telefônica ao invés da transmissão comercial.

Apesar de todas estas possíveis aplicações, os leitores que estiverem tentados a usarem o aparelho para "espionarem" deverão lembrar-se de que estarão invadindo a privacidade alheia e ninguém gostaria que isto lhe acontecesse.

O circuito é simples, de fácil realização e utiliza componentes baratos e fáceis de encontrar no comércio especializado.

O funcionamento do transmissor telefônico não gera sinais intereferêntes na linha telefônica e tampouco altera ou pertuba seu funcionamento normal.

Quando desativado, a presença do transmissor telefônico é bastante dificil de detetar.

Quando ativado, a freqüência de transmissão foi escolhida para a faixa de transmissão comercial em Freqüência Modulada, o que facilita a sua detecção e evita as tentativas mais sérias de "espionagem".

Funcionamento

O circuito completo do transmissor está desenhado na **figura 1**.

É um circuito formado por três transístores, sendo um o transístor oscilador/transmissor propriamente dito e os outros dois transístores são os que realizam as funções de comutarem automaticamente a alimentação quando o telefone estiver sendo usado ou não.

Analisemos inicialmente a parte do transmissor propriamente dito.

O oscilador é formado pelo transístor T3, do tipo NPN para altas freqüências, ligado na já conhecida versão de base à terra para os sinais de rádio-freqüências.
os sinais de rádio-freqüências.

A polarização do transístor T3 é fixada pelo divisor resistivo de base composto pelos dois resistores R4 e R5 de 15 K e de 3K9 respectivamente, bem como pelo resistor de emissor R6, de 220 ohms.

A base do transístor T3 é desacoplada para a terra por meio do capacitor C3 de 10 nF e a realimentação necessária para manter as oscilações é feita pelo capacitor C4 de 5 pF conectado entre o emissor e o coletor de T3.

No circuito do coletor de T3 temos o circuito sintonizado formado por C5 e pela bobina L, que determinam a freqüência de transmissão, que, como vimos foi escolhida para estar dentro da faixa de rádiodifusão em FM.

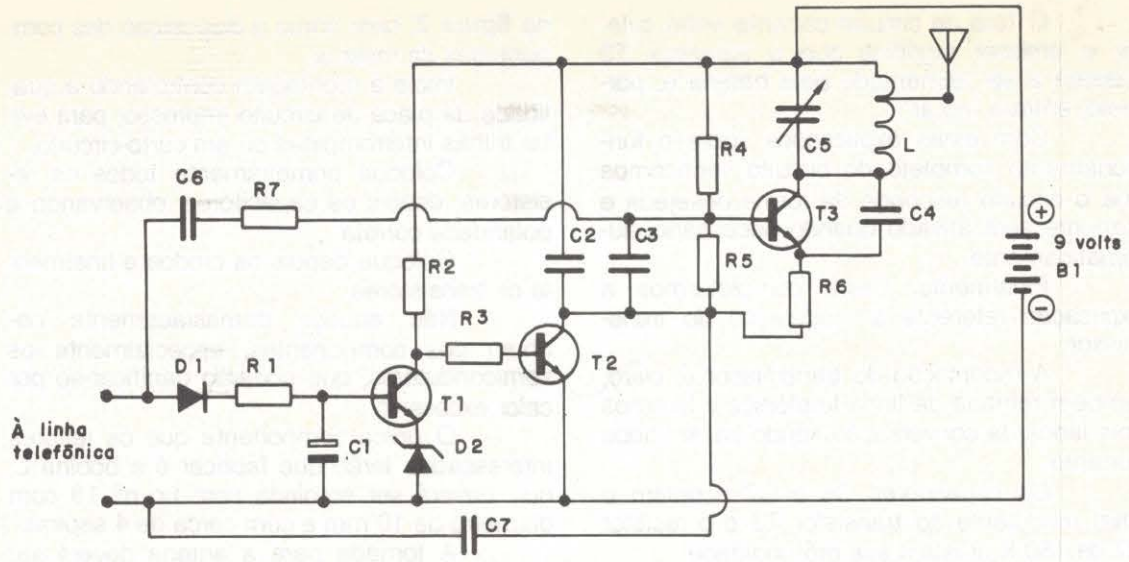


FIGURA 1

O capacitor C2 também de 10 nF desacopla a alimentação do oscilador.

Aliás, para que o oscilador descrito funcione é necessário que tenhamos uma tensão aplicada ao mesmo, tensão esta proveniente da bateria de 9 volts que será controlada pelos outros dois transístores, T1 e T2.

Vejamos, então, o funcionamento desta outra parte do circuito agora.

Caso a linha telefônica estiver livre, sem utilização, teremos entre os terminais do par telefônico uma tensão de cerca de 48 ou 50 volts.

Ao usarmos o aparelho telefônico a tensão nos mesmos terminais do par telefônico irão baixar para menos de 8 volts.

Esta diferença de voltagem nos terminais do par telefônico será por nós utilizada para ligar e desligar automáticamente o transmissor telefônico.

Entretanto, os leitores mais atentos terão observado que no par telefônico a tensão é baixa quando em uso e alta quando fora de uso, ou seja, o inverso do que precisamos, caso queiramos controlar o transmissor com transístores do tipo de junção NPN.

Assim, foram empregados dois transístores, T1 e T2, funcionando T1 como inversor e T2 como a chave liga-desliga.

Quando o telefone estiver no gancho, a tensão de cerca de 48 volts irá passar pelo diodo D1 e pelo resistor R1, carregando o capacitor C1.

Como a tensão será alta, o diodo zener D2 de 15 volts conduzirá e passará uma corrente direta na base do transístor T1, levando-o para a saturação.

Estando o transístor T1 conduzindo, a sua tensão emissor-coletor será portanto baixa e não será suficiente para fazer circular uma corrente por R3 e pela base do transístor T2.

Sem corrente direta de base o transístor T2 estará cortado, e no estado cortado, não irá circular corrente entre seu coletor e emissor.

Em outros termos, a parte transmissora do transístor T3 não estará sendo alimentada pela bateria de 9 volts e nenhum sinal estará sendo irradiado, exatamente como queremos no caso do telefone no gancho.

Na situação contrária, quando o telefone estiver fora do gancho e em uso, não mais teremos a tensão elevada nos fios do par telefônico e o capacitor C1 de 10 μF irá descarregar, não sendo mais possível a condução do diodo zener D2 de 15 volts nem a passagem de corrente direta de base em T1.

Ao cessar a corrente de base do transístor T1, o mesmo irá para o estado de corte e não circulará corrente entre coletor e emissor de T1.

Com o corte de T1, poderá agora circular pelos resistores R2 e R3, de 3K9 e 2K2, uma corrente proveniente da bateria de 9 volts que irá polarizar diretamente a base do transístor T2.

Com a polarização direta na base de T2, este irá para o estado de saturação e circulará corrente entre seu coletor e emissor.

O fato de circular corrente entre coletor e emissor significa que o transístor T3 passará a ser alimentado pela bateria e, portanto, entrará "no ar".

Com estas explicações sobre o funcionamento completo do circuito verificamos que o circuito responde da forma desejada e somente será ativado quando necessário, automaticamente.

Finalmente, basta completarmos a explicação referente à modulação do transmissor.

A modulação do transmissor é, claro, também retirada da linha telefônica e teremos dois lados da conversação sendo transmitidos portanto.

Os capacitores C6 e C7 acoplam o sinal modulante ao transístor T3 e o resistor R7 de 150 K ajusta a sua profundidade.

Montagem

A montagem do transmissor telefônico poderá ser feita numa pequena placa de circuito impresso para ocupar pouco espaço.

Uma sugestão para a confecção de uma placa de circuito impresso está mostrada na **figura 2**, bem como a disposição dos componentes da mesma.

Inicie a montagem controlando a qualidade da placa de circuito impresso, para evitar trilhas interrompidas ou em curto-circuito.

Coloque primeiramente todos os resistores, depois os capacitores, observando a polaridade correta.

Coloque depois os diodos e finalmente os transístores.

Não aqueça demasiadamente nenhum dos componentes, especialmente os semicondutores, que poderão danificar-se por calor excessivo.

O único componente que os leitores interessados terão que fabricar é a bobina L, que deverá ser enrolada com fio nº 18 com diametro de 10 mm e com cerca de 4 espiras.

A tomada para a antena deverá ser feita na primeira espira a contar do lado ligado ao positivo da alimentação.

Com isto a montagem estará pronta, restando verificar mais uma vez se todas as soldagens foram bem executadas e se nenhum componente foi montado em posição errada ou com terminais trocados.

O passo seguinte é o dos ajustes.

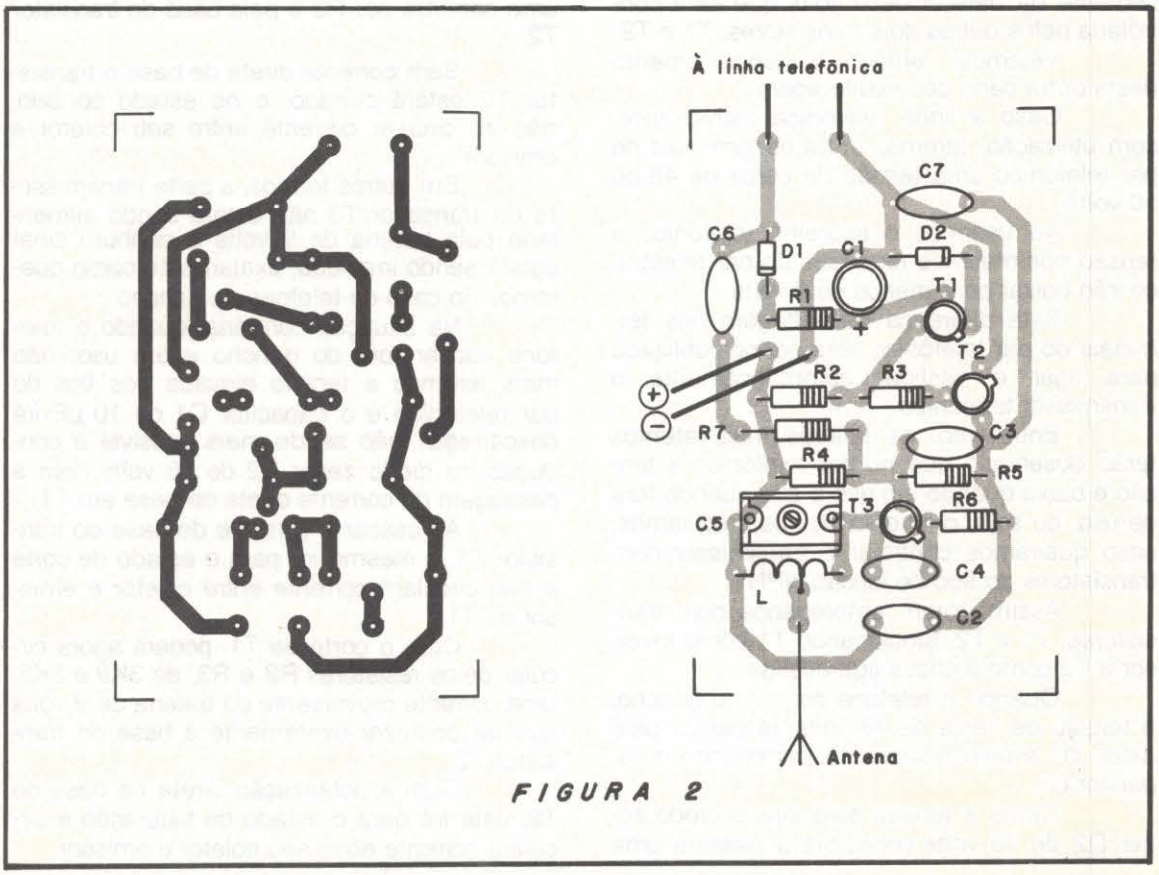


FIGURA 2

Ajustes

Uma vez concluída a montagem e verificada, poderemos passar à calibração do aparelho, que consiste no ajuste da freqüência de operação do transmissor telefônico.

Para realizar estes ajustes o transmissor deverá estar "no ar" e para isto deveremos curto-circuitar temporariamente o emissor e o coletor do transístor T2 (na realidade basta não conectar a linha telefônica ainda no aparelho).

Usando um rádio-receptor de FM próximo procuraremos sintonizar o sinal da portadora gerado pelo transmissor.

Com pequenos ajustes no capacitor C5 ou no espaçamento da bobina L conseguiremos que o transmissor opere na freqüência desejada.

Este é o único ajuste a ser feito e o aparelho estará pronto para ser instalado e funcionar.

Instalação

Ao instalarmos o aparelho à linha telefônica deveremos confirmar a polaridade dos fios do par telefônico, de forma a mantermos a condução do transístor T1 com o aparelho telefônico no gancho, sem ser usado.

No caso de estar invertida, bastará trocar os fios na ligação com os fios telefônicos e não mais alterar as conexões.

O aparelho está terminado e pronto.

Usos

O uso do transmissor telefônico é totalmente automático e não requer nenhuma intervenção humana.

A pequena bateria de 9 volts estará ligada ao transmissor somente durante o uso do aparelho telefônico e durará bastante tempo antes que seja necessário substituí-la.

A antena a ser usada poderá ser um simples pedaço de fio e seu tamanho deverá ser limitado ao mínimo necessário para cobrir a distância de transmissão desejada e não causar interferências indesejadas.

Lista de Materiais

T1, T2, T3 – Transístores NPN 2N2222 ou equivalente
D1 – Diodo 1N4002
D2 – Diodo Zener 15V tipo 1N5245
R1 – 100K resistor (marrom, preto, amarelo)
R2 – 3K9 resistor (laranja, branco, vermelho)
R4 – 15 K resistor (marrom, verde, laranja)
R5 – 3K9 resistor (laranja, branco, vermelho)
R6 – 220 Ohms, resistor (vermelho, vermelho, marrom)
C1 – 10 µF x 25V capacitor eletrolítico
C2, C3, C6 – 0,01 µF x 50V (10 nF) capacitor cerâmico
C4 – 5 pF capacitor cerâmico
C5 – Trimmer 3 a 30 pF
C7 – 0,1 µF x 50V (100 nF) capacitor cerâmico.

Diversos: Placa de circuito impresso, bateria de 9 volts, fios, solda, etc. . .

Obs: todos os resistores são de 1/8 W.

CURSOS DE TV

P/B E EM CORES EM FITA DE VÍDEO CASSETE

FITA TVC 1 - BÁSICO

Conheça a estrutura de um Receptor de Televisão Preto/Branco e Colorido, assistindo em sua própria TV este curso em fita VHS.

Numa abordagem bastante prática, esta fita trata de todos os princípios da televisão no sistema PAL-M, descrevendo as funções por estágio e analisando seus circuitos.

Síntese do conteúdo: TRC, Cinescópio, Diagrama em blocos, Circuitos especiais de TV, Estudo básico do TV em cores, Diagrama de Cromaticidade, e Circuito PAL. Cz$ 27.000,00

FITA TVC 2 – Reparações

Esta fita aborda os defeitos mais comuns de TV em cores, diagnósticos, testes e calibragens.

Constitui-se um valioso instrumento durante os testes de TV pois ela orienta em que mais provavelmente encontra-se o defeito.

Síntese do conteúdo: Análise de defeitos por estágio, teste práticos, medições, calibragem e alinhamentos de TV em cores. Cz$ 27.000,00

E mais: na parte final das fitas, você terá os principais padrões para ajustes do seu televisor, dispensando os caros geradores de barra.

Para pedidos via reembolso postal, use o cupom da última página.

Descobrindo o oscilador

Josir Cavalcanti

12 – Osciladores Controlados a Cristal

Como foi visto em artigo anterior, uma lâmina de cristal de quartzo, devido às suas propriedades piezoelétricas, se comporta como um circuito LC de elevadíssimo Q, da órdem de 30.000, permitindo, desta forma, a construção de circuitos osciladores de grande precisão, estabilidade e pureza de sinal.

Uma lâmina de cristal de quartzo, popularmente conhecida como "cristal", se comporta como um RC paralelo para uma determinada freqüência de ressonância e como RC série para outra, o que vale a dizer que dependendo da maneira como o cristal foi cortado e da espessura da lâmina, teremos duas freqüências de ressonância, relativamente próximas entre si, a ressonância série, na qual a impedância é praticamente nula e a ressonância em paralelo, na qual a impedância é máxima.

Pelo acima exposto, poderemos, perfeitamente substituir os circuitos-tanques dos osciladores LC por cristais de quartzo e assim obter um desempenho muito superior àquele normalmente conseguido com circuitos LC convencionais.

Na **figura 1** ilustramos o diagrama esquemático de um clássico circuito oscilador a cristal, com uma válvula triodo. O choque de RF no circuito de placa serve de carga e o cristal, entre placa e grade, serve de circuito de realimentação sintonizado. Como é fácil de se perceber, o circuito em questão emprega a ressonância-série do cristal. O corrimento de fase necessário à oscilação corre por conta do cristal e das capacitâncias intereletródicas do triodo.

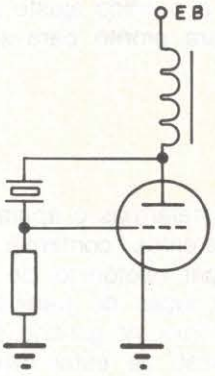


FIGURA 1

Na **figura 2** ilustramos a versão transistorizada desse mesmo circuito; desta vez o cristal está montado entre coletor e base de um transístor bipolar. Devido ao fato de que o cristal é um isolante para CC, não é necessário colocar um capacitor de bloqueio em série, mormente quando se trabalha com potenciais tão reduzidos, como é o caso de circuito transistorizado.

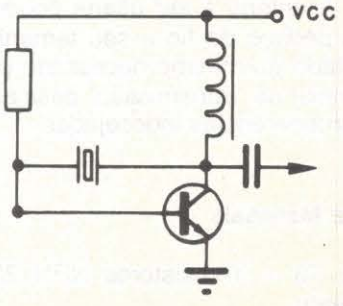


FIGURA 2

livros técnicos



Turbo C Shildt . . . . . Cz$ 24.900,00
Lotus 1 2 3 G.R Básico - Celentano . . . . Cz$ 9.300,00
dBASE III – Dicas e Truques Andersen (244 pgs) . . . . . Cz$ 14.000,00
PC DOS – Dicas e Truques - Andersen (253 pgs) . . . . . Cz$ 16.100,00
65C02/6502B ASSEMBLER - Andrews (360 pgs) . . . . . Cz 20.300,00
REDES DE COMPUTADRES IBM – PC Archer (268 pgs) . Cz$ 14.700,00
APLICAÇÕES ESTATÍSTICAS EM LINGUAGEM BASIC Ayres (316 pgs) . . . . . Cz$ 14.700,00
LOTUS 1-2-3 AVANÇADO Baras (213 pgs) . Cz$ 18.700,00
LOTUS 1-2-3 Guia do Usuário 2/e Incl. Versão 2.01 Baras (352 pgs) . . . . . Cz$ 20.400,00
SYMPHONY – Guia do Usuário Baras (294 pgs) . . . . . Cz$ 14.700,00
dBASE II – Guia do Usuário – Completo e Total Barnes (314 pgs) . . . . . Cz$ 16.100,00
PASCAL – Programação Estruturada c/ Estudos de Casos Collins (504 pgs) . . . . . Cz$ 25.000,00
MS/DOS - Guia do Operador 2/e, 2.0 2.1 3.0 3.1 3.2 Compucenter (58 pgs) . . . . . Cz$ 3.300,00
WORDSTAR – Guia do Usuário – IBM PC e Compatíveis Curtis (214 pgs) . . . . . Cz$ 14.700,00
TREINAMENTO PROGRAMADO dBASE II – Nível 1 Datalógica (87 pgs) . . . . . Cz$ 13.400,00
TREINAMENTO PROGRAMADO dBASE II – Nível 2 Datalógica (122 pgs) . . . . . Cz$ 13.400,00
TREINAMENTO PROGRAMADO dBASE III PLUS – Nível 1 Datalógica (103 pgs) . . . . . Cz$ 12.500,00
TREINAMENTO PROGRAMADO dBASE III PLUS – Nível 2 Datalógica (146 pgs) . . . . . Cz$ 12.800,00
TREINAMENTO PROGRAMADO dBASE III PLUS – Nível 3 Datalógica (197 pgs) . . . . . Cz$ 13.400,00
DICIONÁRIO TÉCNICO (Inglês/Português) De Pina (620 pgs) . . . . . Cz$ 32.600,00
DICIONÁRIO TÉCNICO (Português/Inglês) De Pina (496 pgs) . . . . . Cz$ 29.800,00
MACINTOSH – Guia do Usuário Duff (160 pgs) Cz$ 7.750,00
REDES LOCAIS DE COMPUTADORES – Protocolos de Alto Nível e Avaliação de Desempenho Embratel (240 pgs) . . . . . Cz$ 20.400,00
WORDSTAR – Guia do Usuário Versão 8 Bits CP/M Ettlin (138 pgs) . . . . . Cz$ 12.500,00
LOTUS 1-2-3 MACROS Flast (141 pgs) . . . . Cz$ 8.400,00
dBASE II PARA PRINCIANTES Freedman (216 pgs) . . . . . Cz$ 12.500,00
APPLE II – Guia do Operador Gifford (60 pgs) Cz$ 3.300,00
PROGRAMAÇÃO COM BASIC Gottfried (300 pgs) . . . . . Cz$ 14.400,00
FORTRAN IV Hehl (234 pgs) . . . . . Cz$ 12.000,00
LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO ESTRUTURADA: FORTRAN 77 Hehl (520 pgs) . . . . . Cz$ 26.800,00
OPEN ACCESS – Gerenciador de Banco de Dados Hester (224 pgs) . . . . . Cz$ 10.800,00
WORD – Guia do Usuário Hoffman (303 pgs) Cz$ 18.600,00
CP/M – Guia do Ususário Hogan (270 pgs) . Cz$ 12.000,00
FORTH – Guia do Usuário Hogan (120 pgs) . . Cz$ 6.600,00
TK 90X PROGRAMAS PARA JOVENS PROGRAMADORES Hurley (77 pgs) . . . . . Cz$ 5.500,00
PROGRAMAS P/ JOVENS PROGRAMADORES TK 82-83-85 CP200 Hurley (88 pgs) . . . . . Cz$ 5.500,00
CP/M – Guia do Operador ingraham (60 pgs) . Cz$ 3.300,00
LOTUS 1-2-3 – Guia do Operador Intercorp (34 pgs) . . . . . Cz$ 3.300,00
MANUAL DE TREINAMENTO BÁSICO LOTUS 1-2-3 Versão 2 Intercorp . . . . . Cz$ 16.400,00
DATAFLEX – Guia de Softwares Intercomp . Cz$ 13.200,00
dBASE III – Guia do Usuário Jones (300 pgs) Cz$ 18.600,00
dBASE III PLUS – Guia do Usuário Jones (442 pgs) . . . . . Cz$ 19.500,00
IBM PC E SEUS COMPATÍVEIS – Dicas e truques (234 pgs) . . . . . Cz$ 14.500,00
SUPER PROJECT PLUS – Guia do Usuário (210 pgs) Kelley . . . . . Cz$ 12.000,00
PRO DOS – Guia do Usuário Mainis (167 pgs) Cz$ 10.100,00
MUMPS – Guia do Usuário Mediata (280 pgs) Cz4 14.500,00
INFORMÁTICA – Novas Aplic. com Microcomputadores Meirelles (504 pgs) . . . . . Cz$ 24.600,00
LINGUAGEM DE PROG: ASSEMBLER P/ APPLE II – 6502 Mottola (138 pgs) . . . . . Cz$ 8.400,00
PROCESSAMENTO DE TEXTO NO MS/DOS E UNIX Moura . . . . . Cz$ 14.500,00
COBOL ESTRUTURADO Newcomer (466 pgs) Cz$ 22.700,00

A NOVA REVOLUÇÃO INDUSTRIAL – Os Micros Osborne (170 pgs) . . . . . Cz$ 9.600,00
PROJETOS ESTRUTURADOS DE SISTEMAS Page-Jones (400 pgs) . . . . . Cz$ 18.600,00
MANUAL DE BASIC P/ APPLE II Peckham (350 pgs) . . . . . Cz$ 16.100,00
PROGRAMAS PRÁTICOS PARA O IBM PC Poole (226 pgs) . . . . . Cz$ 9.150,00
PROGRAMAS PRÁTICOS EM BASIC Poole (200 pgs) . . . . . Cz$ 9.150,00
PROGRAMAS USUAIS EM BASIC Poole (200 pgs) . . . . . Cz$ 9.150,00
PROGRAMAS USUAIS EM BASIC – APPLE II (200 pgs) . . . . . Cz$ 9.150,00
PROGRAMAS USUAIS EM BASIC TRS 80 (200 pgs) . . . . . Cz$ 9.150,00
dBASE III PLUS – Ferramentas de Programação Ramalho (169 pgs) . . . . . Cz$ 14.500,00
dBASE III PLUS – Guia do Operador Ramalho (74 pgs) . . . . . Cz$ 3.300,00
dBASE III PLUS – Guia de Referência Ramalho (112 pgs) . . . . . Cz$ 9.150,00
CLIPPER – Guia do Operador Ramalho (74 pgs) . . . . . Cz$ 3.300,00
TURBO PASCAL – Comandos Básicos Renzetti (120 pgs) . . . . . Cz$ 3.300,00
TURBO PROLOG – Guia do Usuário Robinson (310 pgs) . . . . . Cz$ 16.400,00
IBM PC-Guia do Usuário 2/e DOS Inclui a versão 3.3 Saches (340 pgs) . . . . . Cz$ 20.400,00
WORD – Guia do Operador Salviati (62 pgs) . Cz$ 3.300,00
WORD – Guia de Referência Básica Salviati (136 pgs) . . . . . Cz$ 9.150,00
CONCEITOS BÁSICOS (Unix) Sampaio . . . Cz$ 14.500,00
UNIX – Guia do Usuário Sampaio . . . . . Cz$ 20.400,00
MANUAL DO APLLE MACINTOSH Sanders (108 pgs) . . . . . Cz$ 6.150,00
COMPUTADORES E PROGRAMAÇÃO Scheid (360 pgs) . . . . . Cz$ 18.600,00
LINGUAGEM C – Guia do Usuário Schildt (269 pgs) . . . . . Cz$ 18.600,00
C AVANÇADO – Guia do Usuário Schildt (327 pgs) . . . . . Cz$ 18.600,00
PROGRAMAÇÃO ASSEMBLER Z80 6502 8080 8085 Shimizu . . . . . Cz$ 14.500,00
PROGRAM. ASSEMBLER P/MICROPROC. 68000 68010 68020 Shimizu (270 pgs) . . . . . Cz$ 14.500,00
IBM PC E SEUS COMPATÍVEIS 2/e DOS 2.0 2.1 3.0 3.1 3.2 -Inclui Programação em Basic Sykonowis (320 pgs) . . . . . Cz$ 20.400,00
BASIC ESTRUTURADO Siragusa (410 pgs) . Cz$ 20.400,00
CONTABILIDADE /ATIVO FIXO EM dBASE III PLUS Slemer (239 pgs) . . . . . Cz$ 12.000,00
CONTAS A RECEBER /CONTAS A PAGAR EM dBASE III PLUS Slemer (273 pgs) . . . . . Cz$ 12.000,00
BANCO /FLUXO DE CAIXA EM dBASE III PLUS Slemer (240 pgs) . . . . . Cz$ 12.000,00
dBASE II - Guia do Usuário – Edição Revisada Towsend (280 pgs) . . . . . Cz$ 14.500,00
CIÊNCIA DOS COMPUTADORES Tremblay (380b pgs) . . . . . Cz$ 20.400,00
PROCESSAMENTO DE DADOS Vol. 1 (Hardware) Verzello (280 pgs) . . . . . Cz$ 16.100,00
PROCESSAMENTO DE DADOS Vol. 2 (Software) Verzello (280 pgs) . . . . . Cz$ 16.100,00
CADD – Projeto e Desenho Aux. por Computadores Voisinet . . . . . Cz$ 28.700,00
INTRODUÇÃO AO BASIC PARA IBM/PC Weber (130 pgs) . . . . . Cz$ 12.300,00
APPLE II JOGOS Wilcox (188 pgs) . . . . . Cz$ 7.700,00
IBM PC – Guia do Operador DOS 2.0 2.1 3.0 3.1 3.2 Sikonowis . . . . . Cz$ 20.400,00
TURBO PASCAL – Guia do Usuário Wood (185 pgs) . . . . . Cz$ 17.000,00
SUPERCALC 2/SUPERCALC 3/SUPERCALC 4–Guia do Usuário Wood Zima (431 pgs) . . . . . Cz$ 20.400,00
WORDSTAR – Guia do Operador – IBM PC E Compatíveis Zuccolo (22 pgs) . . . . . Cz$ 3.300,00
WORDSTAR – CP/M MS/DOS Dicas e Truques Zuccolo (130 pgs) . . . . . Cz$ 13.200,00
WORDSTAR – Guia do Operador Versão 8 Bits CP/M Zuccolo (22 pgs) . . . . . Cz$ 3.300,00
APPLE II – Guia do Usuário 2/e – II Plus e IIe (380 pgs) . . . . . Cz$ 18.600,00

faça seu pedido usando a carta Resposta Comercial da última página

Como dissemos acima, o cristal de quartzo também se comporta como um circuito ressonante LC paralelo de elevado Q, sendo essa sua ressonância em paralelo aplicada no circuito da **figura 3**; como podemos observar, é um clássico oscilador com realimentação entre emissor e base, sendo que o cristal de quartzo, entre base e massa, põe em curto para a terra todos os sinais, exceto os de sua freqüência de ressonância, na qual a realimentação será máxima, levando o circuito a oscilar.

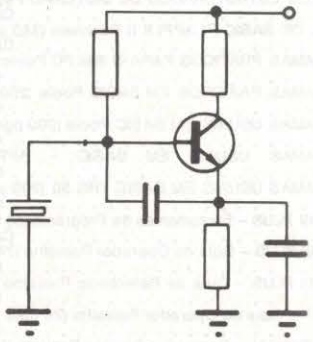


FIGURA 3

Este circuito opera bem, especialmente em altas freqüências, de vários MHz.

Na **figura 4** ilustramos outro circuito básico simples, do oscilador base à massa controlado por cristal; neste caso, como podemos observar pela figura, a base é desacoplada para RF por meio de um capacitor e o cristal acopla o coletor ao emissor, permitindo a realimentação, na sua freqüência de ressonância-série.

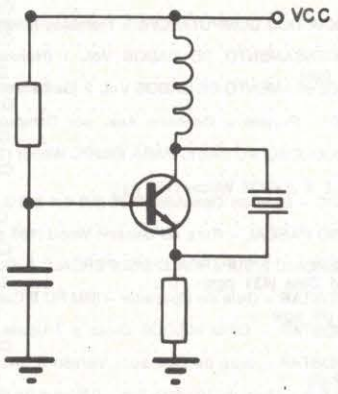


FIGURA 4

Muito embora a indústria tenha condições de produzir cristais com alto grau de qualidade e precisão em sua freqüência de operação, as capacitâncias e indutâncias parasitas do circuito influem em sua freqüência de modo que se torne necessário dotar o oscilador controlado a cristal de um circuito auxiliar que permita ajustar exatamente sua freqüência de operação.

Na **figura 5** ilustramos um circuito simples, no qual o choque de RF foi substituído por um circuito sintonizado, cujo ajuste determina a exata freqüência de operação do oscilador.

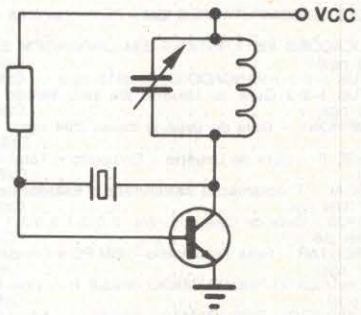


FIGURA 5

Em muitos casos, o circuito-tanque é sintonizado não na mesma freqüência do cristal, mas na 2ª ou 3ª haramônica, assim, o oscilador atua, também, como um dobrador ou triplicador de freqüência.

O circuito da **figura 5**, por sua simplicidade e eficiência, é bastante utilizado em pequenos transmissores de RF.

Na **figura 6** ilustramos uma aplicação prática dos osciladores de cristal; um circuito destinado a reproduzir, em um receptor de TV a cores, a sub-portadora de cor, ou seja, um oscilador operando na freqüência de 3,58 MHz.

O oscilador propriamente dito é constituído apenas pela secção pentodo da PCL84, utilizando a grade screen (pino 9) como placa, de modo que a realimentação se dá entre a grade screen e grade de controle, através do cristal oscilador. A placa, em série com um circuito sintonizado, funciona como saída do circuito, ocorrendo o chamado ACOPLAMENTO ELETRÔNICO, ou seja, o circuito funciona como se fossem duas válvulas em série e isola, eletricamente, o oscilador do circuito de saída, evitando assim, que seu funcionamento venha a ser pertubado por eventuais variações de carga.

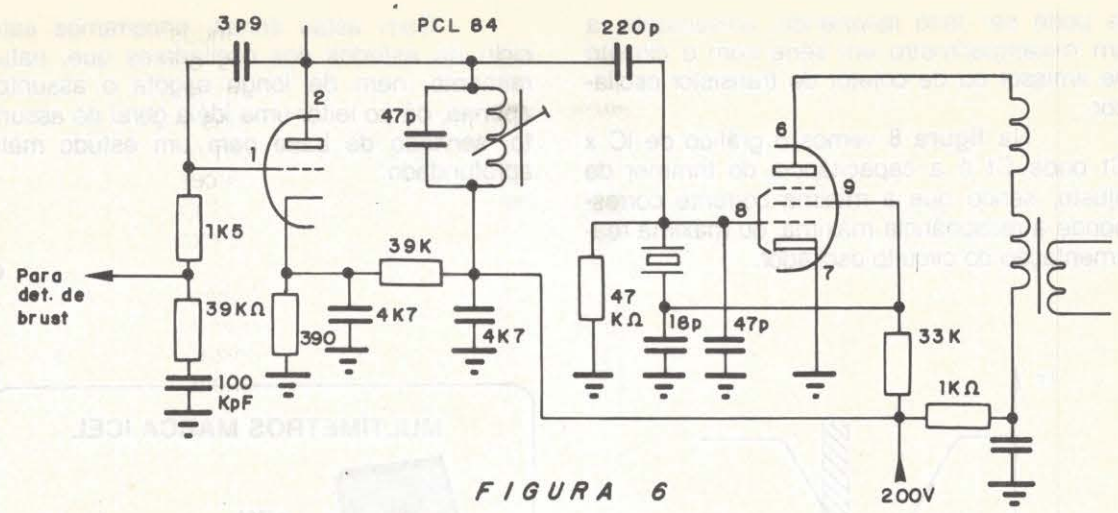


FIGURA 6

A seção triodo da PCL84 atua como válvula de reatância, já que, como dissemos antes, mesmo um circuito controlado a cristal não é 100% exato. Devido à defasagem entre as tensões de grade e placa, a seção triodo se comporta como um capacitor, sendo que sua "capacitância" depende da intensidade da corrente de placa.

Um sinal procedente do detetor de burst serve, portanto, para fazer variar, rapidamente, a "capacitância" do triodo, que se encontra em paralelo com o cristal, de sorte que a freqüência de operação sofre correções instantâneas, fazendo com que o sinal produzido tenha exatamente a mesma freqüência que a sub-portadora de cor originalmente produzida na emissora de TV e suprimida antes da irradiação.

Os televisores tricromáticos modernos utilizam circuitos integrados que efetuam todo o processamento de croma, inclusive, oscilando em 3,58 MHz, para o que, têm pinos próprios para a conexão ao cristal, o que vale a dizer que, no interior do "chip" temos, praticamente, o mesmo circuito da **figura 6**.

Por falar em "chip", na **figura 7** ilustramos um outro circuito muito interessante, é um oscilador, controlado a cristal, que produz onda quadrada, próprio para atuar como gerador de clock para computadores.

O elemento ativo é constituído por duas porta inversoras, acopladas capacitivamente entre si e o trimmer em série com o cristal serve para o ajuste de freqüência. Na grande maioria dos casos, esse trimmer é omitido, porque nos computadores não é necessário uma freqüência exata de operação, sendo que os geradores de clok operam em freqüências que vão de 1 a 5 MHz aproximadamente. Devido à facilidade de obtenção, os cristais de 3,58 MHz para receptores de televisão a cores são muito usados nos computadores, pra geração de clock.

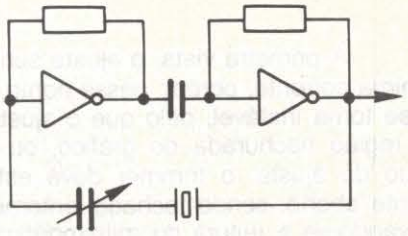


FIGURA 7

O projeto de osciladores transistorizados a cristal não encerram grandes problemas; seguem-se os mesmos procedimentos anteriormente discutidos, com referência ao projeto de osciladores LC, sendo que o cristal irá substituir o circuito-tanque.

O ponto mais importante em um circuito oscilador a cristal é o ajuste; muito embora, como dissemos antes, o cristal tenha uma freqüência definida, é influenciado pelas capacitâncias e indutâncias parasitas do circuito, exigindo, portanto, uma compensação, que normalmente é feita através de trimmers, sendo que o ajuste exato da freqüência de operação deveria ser feito, em princípio, com o auxílio de um freqüencímetro, porém, o ajus-

te pode ser feito recorrendo, unicamente, a um miliamperímetro em série com o circuito de emissor ou de coletor do transístor oscilador.

Na **figura 8** vemos o gráfico de IC x Ct onde Ct é a capacitância do trimmer de ajuste, sendo que a mínima corrente corresponde à ressonância máxima, ou máxima realimentação do circuito oscilador.

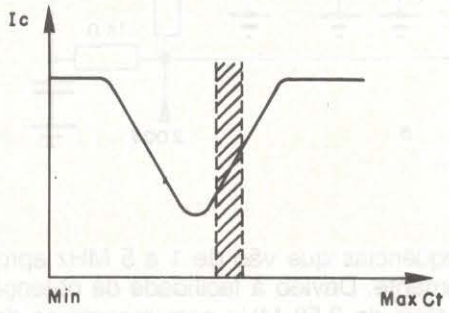


FIGURA 8

À primeira vista, o ajuste seria para a mínima corrente, porém, nesse ponto, o circuito se torna instável, pelo que o ajuste é feito na região hachurada do gráfico, ou seja, no início do ajuste, o trimmer deve estar totalmente aberto, sendo fechado lentamente, observando-se a leitura do miliamperímetro. No ponto de menor intensidade, contínuamos a fechar o trimmer, observando um novo aumento da corrente, devendo-se deixar o ajuste um ponto pouco acima do mínimo, ou seja, se a corrente, com o trimmer totalmene aberto for de 1,0 mA, com o ajuste para máxima realimentação, teríamos, **por exemplo**, 0,5 mA. Prosseguindo no fechamento do trimmer, observamos um aumento da corrente, considerando-se o ajuste como completo quando IC estiver em 0,6 mA, ou seja, pouco acima do mínimo.

Obviamente, existem DUAS posições do trimmer em que, no exemplo acima, a corrente seria de 0,6 mA. A posição correta é aquela em que o trimmer estiver mais fechado.

Nas instruções de montagem de transmissores, normalmente se dão detalhes quanto ao ajuste dos osciladores, levando em conta as particularidades de cada circuito, sendo esta, portanto, a linha geral.

Com estas linhas, encerramos este ciclo de estudos dos osciladores que, naturalmente, nem de longe esgota o assunto, apenas, dá ao leitor uma idéia geral do assunto, servindo de base para um estudo mais aprofundado.

MULTÍMETROS MARCA ICEL



Ik180A
SENSIBILIDADE: 2/2
Vac: 10; 50; 500
Vdc: 2; 5; 10; 50; 500; 1000
A: 0,5; 10; 250 mA
Ohms: 0-0,5M Ohms (x10; x1K)



IK-25
SENSIBILIDADE: 20/10
Vac: 0; 15; 60; 150; 600; 1200
Vdc: 0; 0; 6; 3; 16; 60; 300; 600; 1200
A: 60 uA; (0,3 mA; 30 mA; 300 mA)
Ohms: 0-2,0 m Ohms (x1; x10; x100; x1000)



IK-30
SENSIB.: 20K/10 KOhms/VDC-VAC
Vac: 0; 10; 50; 100; 500; 1000
Vdc: 0; 5; 25; 50; 250; 1000
A: 50 uA; 2,5 mA; 250 mA
Ohms: 0-6,0 M (x1; x10; x1000)
Decibel: -20 à +62 dB



IK-105
SENSIBILIDADE:30/15
Vac: 0; 12; 30; 120; 300; 1200
Vdc:0; 600 m; 3; 15; 60; 300; 1200
A: 30 u; 6 m; 60 m; 600 m; 12 A
Ohms: 0-16M Ohms (x1; x10; x100; x1000)
Obs.: Mede LI e LV



IK-2000
SENSIBILIDADE: Digital 3 1/2 dígitos
Vac:750 V
Vdc: 1000 V
A: 10 A
Ohms: 20M Ohms
Obs,: Condutância HFE Teste de pinha e diodo



SK-100
SENSIBILIDADE: 100-10
Vac: 6; 30; 120; 300; 1200
Vdc: 0; 3; 12; 60; 300; 600; 1200
A: 12 uA; 300 uA; 8 mA; 60 mA; 600 mA; 12 A
Ohms: 0-20M Ohms (x1; x10; x100; x10K)

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

Repelente eletrônico

Leo Masov

Com a aproximação do período das férias de final de ano é grande o número de pessoas que pretendem sair e aproveitar esta época para um merecido descanso.

Entretanto, na estação quente nas proximidades do verão, a paz e a tranquilidade das tão sonhadas férias podem ser pertubadas pela presença de seres indesejados, tais como os insetos voadores e os conhecidos mosquitos.

Diversas vezes foram mencionados na literatura especializada circuitos mais ou menos elaborados com a finalidade de diminuir tais aborrecimentos.

Alguns dos circuitos mais sofisticados combinam o uso de lâmpadas que emitem radiações ultra-violetas para atrair os insetos voadores e mosquitos para uma região próxima às grades de fios carregados com alta-voltagem e que provoca uma faísca intensa com a chegada do "intruso".

O sistema mencionado funciona regularmente para insetos de tamanho capaz de provocar o início do faiscamento, mas, se o inseto for menor, sua presença não irá disparar a faísca e o inseto poderá entrar e sair da região sem ser molestado. Apenas as pessoas é que serão molestadas pelo inseto que foi, propositadamente, atraído para o local.

Por outro lado, os aparelhos e dispositivos do tipo repelente, como o próprio nome implica, não estão baseados na atração e destruição dos insetos, mas apenas evitam que os mesmos aproximem-se do local a ser protegido.

Os dispositivos deste último tipo, os repelentes, possuem também suas limitações, sendo uma delas a pouca eficiência se usados em espaços abertos sem medidas especiais.

Assim, comparando os principais tipos e dispostos a não deixarmos que estes específicos espécimes da natureza interfiram com o lazer, elaboramos um aparelho simples, de baixo custo usando componentes fáceis de encontrar no comércio especializado, capaz de atender às necessidades de evitar a chegada dos insetos indesejados.

Um outro aspecto analisado foi quanto à alimentação, pois a maioria dos locais de veraneio já dispõe de energia elétrica e assim optamos por alimentar o aparelho diretamente da rede de energia elétrica, para com isto não termos que preocuparmos com pilhas ou com as caras baterias de 9 volts.

Finalmente, o tipo de transdutor de saída, o qual irá transformar o sinal elétrico em ondas ultra-sônicas no ar, foi objeto de opção que deixamos por conta dos leitores, podendo o circuito funcionar com um pequeno tweeter ou com uma cápsula piezo-elétrica.

Funcionamento

Veja na **figura 1** o diagrama esquemático completo do aparelho.

Como percebemos, foi usado um circuito integrado do tipo CMOS CD4069 em IC1.

Este circuito integrado possue no seu interior 6 inversores "buffers" independentes com apenas a alimentação comum.

Dois dos inversores "buffers" IC1a e IC1b são ligados como multivibrador astável e sua freqüência de oscilação é determinada pelos componentes R1 e C1, de 10 K ohms e 2200 pF.

Com estes valores de resistência e capacidade obteremos uma freqüência ultra-

sônica adeqüada à maioria dos insetos voadores, mas, caso algum dos leitores queira experimentar com outras freqüências para verificar o comportamento dos mesmos, bastará mudar o valor destes dois componentes.

Depois de obtido o sinal ultra-sônico, este passa diretamente para outros dois inversores "buffers" do circuito integrado, IC1c e IC1d.

IC1c e IC1d estão ligados em paralelo e transferem o sinal para os dois inversores "buffers" restantes de IC1, o IC1e e o IC1f.

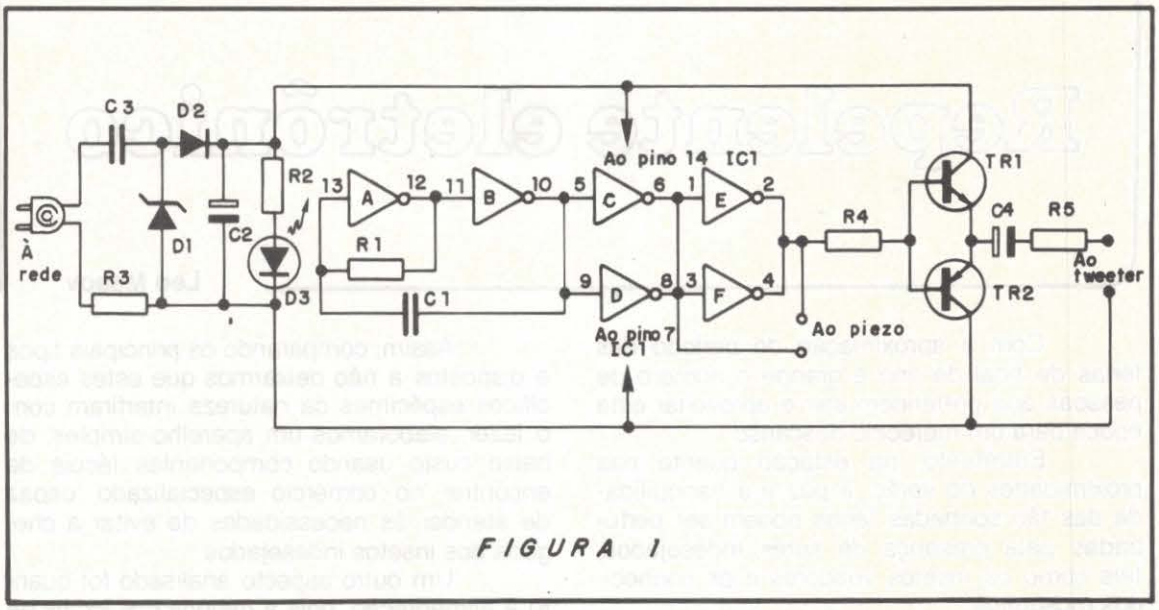


FIGURA 1

Também estes dois estão ligados em paralelo para aumentar a capacidade de corrente e excitam diretamente a cápsula piezoelétrica.

Devido ao tipo de ligação adotado, a tensão que se desenvolve nos terminais da cápsula piezo-elétrica é o dobro da tensão de alimentação, pois existe uma inversão de polaridade com uma amplitude de cerca da tensão de alimentação.

Na parte referente à alimentação, retiramos cerca de 12 volts por meio de uma reatância capacitiva que, teoricamente, não dissipará calor como um resistor nem ocupará o espaço que um transformador abaixador de tensão exigiria.

O capacitor C3 causa a reatância capacitiva com seu valor de 470 nF (na freqüência da rede, que é de 60 Hz), e o resistor R3 impede que picos excessivos de corrente circulem.

O diodo D1 é um diodo zener de 12 volts e o diodo D2 é um diodo retificador comum do tipo 1N4007.

Sobre o capacitor de filtro C2 teremos a tensão contínua de alimentação do circuito todo e para C2 um valor de 100 µF é suficiente para garantir uma baixa ondulação na tensão de alimentação.

Finalmente, foi previsto o uso de um indicador luminoso de funcionamento do circuito, pois uma vez que produz apenas ultrasons, não poderemos auditivamente saber se está ligado ou não.

A indicação luminosa é feita por intermédio de um simples diodo eletroluminescente, ou diodo LED, vermelho, tendo o resistor R2 de 2K2 ohms para determinar uma corrente direta de aproximadamente 5 mA.

Para os leitores que tiverem o transdutor piezoelétrico bastará terminar a montagem e ligar o dispositivo.

Entretanto, para os leitores que quiserem tentar um pequeno tweeter como transdutor de saída de ultra-sons, falta ainda a parte responsável pelo correto casamento de impedâncias e acerto de nível de potência.

Recordando algumas das principais características dos transdutores piezo-elétricos e dos tweeters, os primeiros apresentam uma alta impedância enquanto os últimos apresentam uma baixa impedância.

Por serem os transdutores piezoelétricos dispositivos de alta impedância podem ser ligados diretamente ao circuito integrado IC1 como vimos.

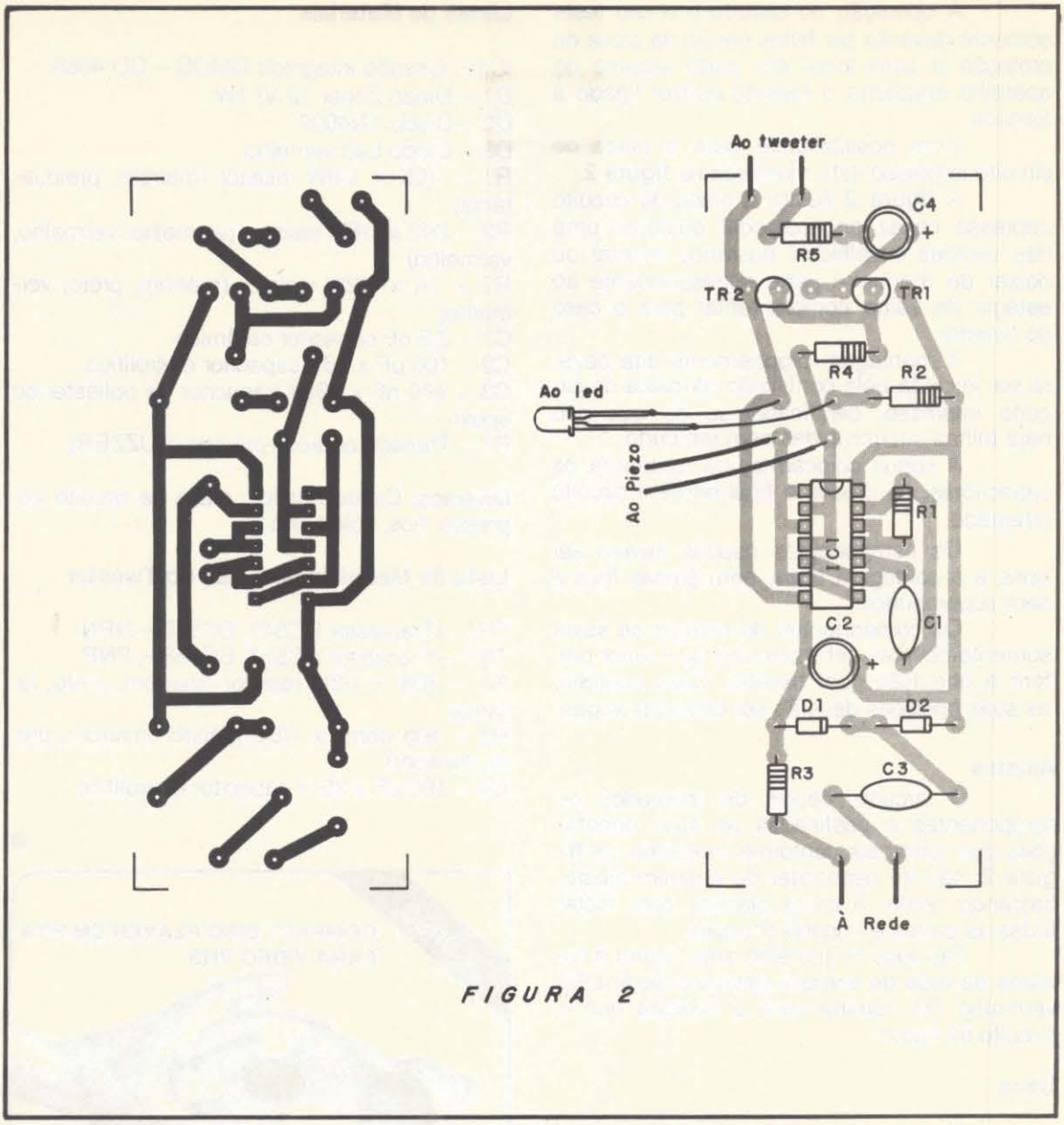


FIGURA 2

Para os tweeters, por serem de baixa impedância, deveremos usar um estágio de saída em configuração simétrica complementar entre o circuito integrado IC1 e o tweeter de saída.

O estágio de saída complementar é formado pelos transístores T1 e T2.

O sinal chega às bases dos transístores T1 e T2 pelo resitor R4 e nos emissores teremos o mesmo sinal em baixa impedância.

O capacitor C4 e o resistor R5 transferem o sinal elétrico ao tweeter e este poderá agora emitir os ultra-sons.

A fonte de alimentação não sofre nenhuma alteração para qualquer das duas versões do aparelho, com tweeter ou piezoelétrico na saída.

Montagem

Apesar de que o circuito não é crítico e a freqüência de operação não requer cuidados ou técnicas de montagem especiais, recomendamos bastante o uso de uma placa de circuito impresso e o uso de uma caixa plástica para acomodar todo o aparelho, pois o mesmo estará ligado DIRETAMENTE à rede de distribuição de energia elétrica e contatos acidentais com algum dos fios poderá ter conseqüências desagradáveis.

A operação do circuito e o seu teste somente deverão ser feitos dentro da caixa de proteção e sem tocar em parte alguma do aparelho enquanto o mesmo estiver ligado à tomada.

Uma possibilidade para a placa de circuito impresso está mostrada na **figura 2**.

A **figura 2** ilustra a placa de circuito impresso capaz de acomodar qualquer uma das versões escolhidas, bastando montar ou deixar de montar a parte correspondente ao estágio de saída complementar para o caso do tweeter.

A montagem propriamente dita deverá ser iniciada pela confecção da placa de circuito impresso, certificando-se de que não haja trilhas interrompidas nem em curto.

A seguir colocam-se os resistores, os capacitores, os diodos e finalmente o circuito integrado.

Os componentes usados devem ser bons e a soldagem firme, sem soldas frias e sem superaquecer.

Os componentes do estágio de saída somente deverão ser montados se o leitor preferir a operação com tweeter. Caso contrário as suas posições deverão ser deixadas vagas.

Ajustes

O circuito, depois de montados os componentes e verificadas as suas orientações dos terminais conforme mostrado na **figura 2**, não irá necessitar de nenhum ajuste, bastando fechar a caixa plástica para isolar todas as partes e impedir choques.

Tão logo o aparelho seja ligado à tomada da rede de energia elétrica o diodo LED vermelho D3 iluminar-se-a e indicará que o circuito foi ligado.

Usos

Para usar o aparelho, uma vez que não existem ajustes, escolha o local que quiser proteger dos inseto e conecte-o à tomada.

O consumo é muito reduzido e poderá ser deixado ligado por toda a noite sem inconvenientes.

A posição mais eficiente irá depender do tipo de inseto a ser "interferido", da "geografia " do quarto, do tipo de artigos nas proximidades, etc. . .

Com este pequeno e simples aparelho os nossos leitores terão a certeza de que suas férias não terão mais como tema principal os mosquitos.

Nota: Talvez o tema principal das férias passe a ser este **Repelente Eletrônico.**

Listas de Materiais

IC1 – Circuito Integrado CMOS – CD 4069
D1 – Diodo Zener 12 V/ 1W
D2 – Diodo 1N4007
D3 – Diodo Led vermelho
R1 – 10K x 1/8W resistor (marrom, preto,laranja)
R2 – 2K2 x 1/8W resistor (vermelho, vermelho, vermelho)
R3 – 1K x 1/2W resistor (marrom, preto, vermelho)
C1 – 2,2 nF capacitor cerâmico
C2 – 100 µF x 16V capacitor eletrolítico
C3 – 470 nF x 630V capacitor de poliéster ou epoxi
P1 – Transdutor piezo-elétrico (BUZZER)

Diversos: Caixa plástica, placa de circuito impresso, fios, solda, etc. . .

Lista de Materiais para uso do Tweeter

TR1 – Transístor BC547, BC548 – NPN
TR2 – Transístor BC557, BC558 – PNP
R4 – 10K x 1/8W resistor (marrom, preto, laranja)
R5 – 100 ohms x 1/8W resistor (marrom, preto, marrom)
C4 – 100 µF x 25 V capacitor eletrolítico

CURSO

COMPACT DISC PLAYER EM FITA PARA VÍDEO VHS



Todo o funcionamento do CDP, o toca discos digital com leitura a laser.

Neste detalhado curso em vídeo, o CDP é explicado mostrando-se todos os elementos que integram o pick-up laser, os blocos do circuito e um aparelho desmontado para que você conheça o mecanismo, sua limpeza e reparação.

Esta fita VHS lhe proporcionará um contato mais íntimo com uma das mais avançadas tecnologias em aparelhos eletrônicos.

Preço: Cz$ 27.000,00

Para pedidos via reembolso postal use o cupom da última página.

Sensível alarme de aproximação

J. Martin

Este circuito pode ser modificado para acionar um relé e com isso acionar um sistema de aviso mais potente. O emprego de um transístor de efeito de campo na entrada, garante-lhe uma boa sensibilidade à aproximação de qualquer corpo, principalmente se este estiver dotado de alguma carga elétrica. Na forma básica, trata-se de excelente projeto experimental para demonstrações em salas de aula ou feira de ciências ou ainda, como simples curiosidade. Aperfeiçoado poderá ser usado em muitas utilidades práticas.

Existem diversos tipos de alarmes de aproximação. Uns utilizam circuitos osciladores que sofrem alterações quando um corpo se aproxima de seu sistema ressonante. Outros, como este, se baseiam na existência de uma carga estática no objeto a ser detectado.

Com um transístor de efeito de campo na entrada, conseguimos uma excelente sensibilidade, que permite a detecção de objetos a uma distância de até uns 30 cm do elemento sensor.

O alcance pode ser aumentado ainda mais, mas o circuito torna-se crítico, pois até mesmo a passagem de uma nuvem de chuva, um pouco "carregada" poderia causar seu disparo, tal sua sensibilidade.

Na versão básica, o sistema dispara um oscilador de áudio que emite um som com duração variável e bom volume. Nada impede que o leitor modifique este circuito, substituindo o oscilador por um driver para relé, conseguindo assim o controle de cargas de maior potência, como por exemplo uma sirene, buzina ou mesmo um motor. Esta modificação é mostrada na **figura 1**.

Observamos que este sistema não serve para a proteção de objetos de grande porte como carros e motos, pois devido justamente a sua sensibilidade o disparo seria errático.

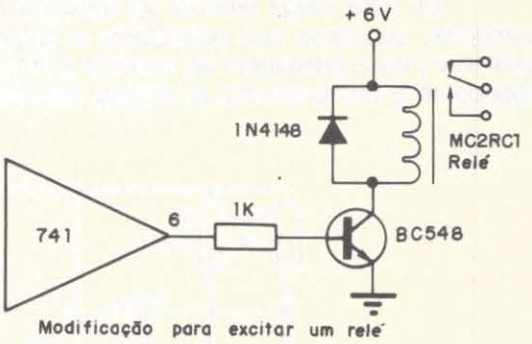


FIGURA 1

Configurações especiais para o sensor deveriam ser criadas para este caso, possibilitando sua atuação de modo direcional e assim proteger tais objetos, mas a ligação direta é problemática.

A alimentação do circuito é feita com tensões a partir de 6 V provenientes de pilhas comuns e o consumo de corrente na condição de espera é bastante baixo.

Como Funciona

O detector consiste num pedaço de fio desencapado ou simplesmente uma folha de metal que é ligada à comporta (G) de um transístor de efeito de campo MPF102 ou BF245.

Na **figura 2** temos a estrutura interna

simplificada deste transístor.

Na ausência de cargas na comporta, a corrente flui livremente do dreno (d) para o supridouro (s) sem qualquer alteração de sua intensidade.

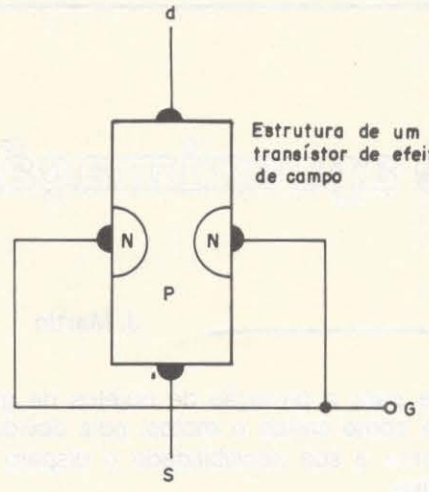


FIGURA 2

Se uma carga elétrica for aplicada a comporta, conforme sua polaridade, o canal existente para a passagem da corrente entre o supridouro e dreno estreita ou alarga, alterando assim a resistência à passagem desta corrente principal.

Pela carga de comporta podemos então controlar a corrente entre o supridouro e o dreno.

Como não há circulação de corrente entre a comporta e os demais elementos, o transístor de efeito de campo apresenta uma elevadíssima impedância de entrada (muitos megohms), podendo detectar cargas elétricas estáticas com certa facilidade.

Atritando um pente na roupa e aproximando-o da comporta, teremos uma carga suficiente para haver um controle total da corrente entre o dreno e o supridouro.

No nosso circuito, para aumentar ainda mais a sensibilidade do sistema, ligamos o transístor de efeito de campo a um amplificador operacional do tipo 741.

Na entrada não inversora (+) do operacional (pino 3) é aplicado um potencial de referência, que justamente é o potencial que aparece entre o dreno de Q1 e R1 na condução de ausência de excitação no sensor.

Deste modo, a tensão de saída do operacional é zero na ausência de excitação, ou no máximo em torno de poucos volts, dependendo da existência de fugas no sistema.

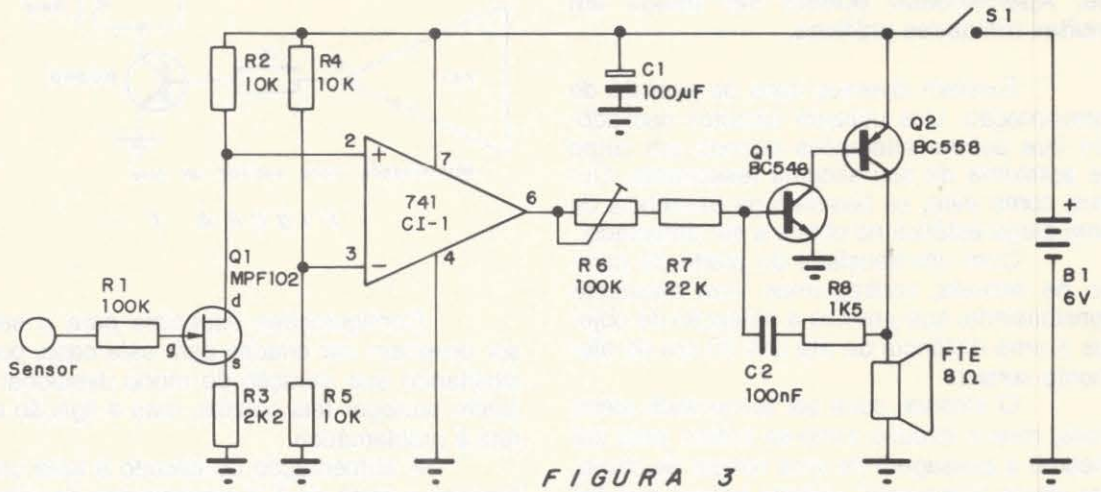


FIGURA 3

O potenciômetro R6 controla o ganho do operacional e portanto a sensibilidade do alarme, atuando sobre a realimentação negativa. Na posição de máxima resistência o portanto mínima realimentação, temos o ganho máximo.

Na saída do operacional ligamos um trim-pot que serve para ajustar a polarização da etapa seguinte.

Esta etapa consiste num oscilador de áudio, com dois transístores complementares, cuja freqüência é dada basicamente pelo capacitor no circuito de realimentação e pela própria polarização dada pelo trim-pot.

Este oscilador alimenta diretamente um alto-falante com boa potência.

O circuito poderá operar com tensões de 6 a 9 V sem modficações e de 12 V com a troca do transístor PNP por um BD135 para se obter maior volume de som no alto-falante.

Neste caso, este transístor deverá ser montado num radiador de calor.

Montagem

Na **figura 3** temos o diagrama completo do alarme.

Nossa sugestão de placa de circuito impresso, é mostrada na **figura 4**.

O transístor de efeito de campo pode ser o MPF102 ou BF245 que entretanto possuem disposições de terminais diferentes. A placa está projetada para o MPF102. Observamos que estes transístores são muito sensíveis a cargas estáticas elevadas o que significa que devemos ter cuidado no seu manuseio, evitando tocar nos seus terminais e tocar no sensor objetos carregados.

O integrado é do tipo 741, devendo ser montado num soquete e os demais componentes são absolutamente comuns como os resistores de 1/8 ou 1/4 W e o capacitor que pode ser de poliéster ou cerâmico.

Para a alimentação foram usadas 4 pilhas mas como informamos, podem ser empregadas tensões maiores.

O sensor consiste num pedaço de fio de até 10 cm desencapado, e o fio de ligação ao aparelho não deve ter mais de 1 metro de comprimento.

Se for usada placa sensora, o tamanho máximo estará em torno de 10 cm de lado, e se for usado fio de ligação, igualmente seu comprimento não deve superar 1 metro. Para comprimentos maiores podem ser experimentados fios blindados.

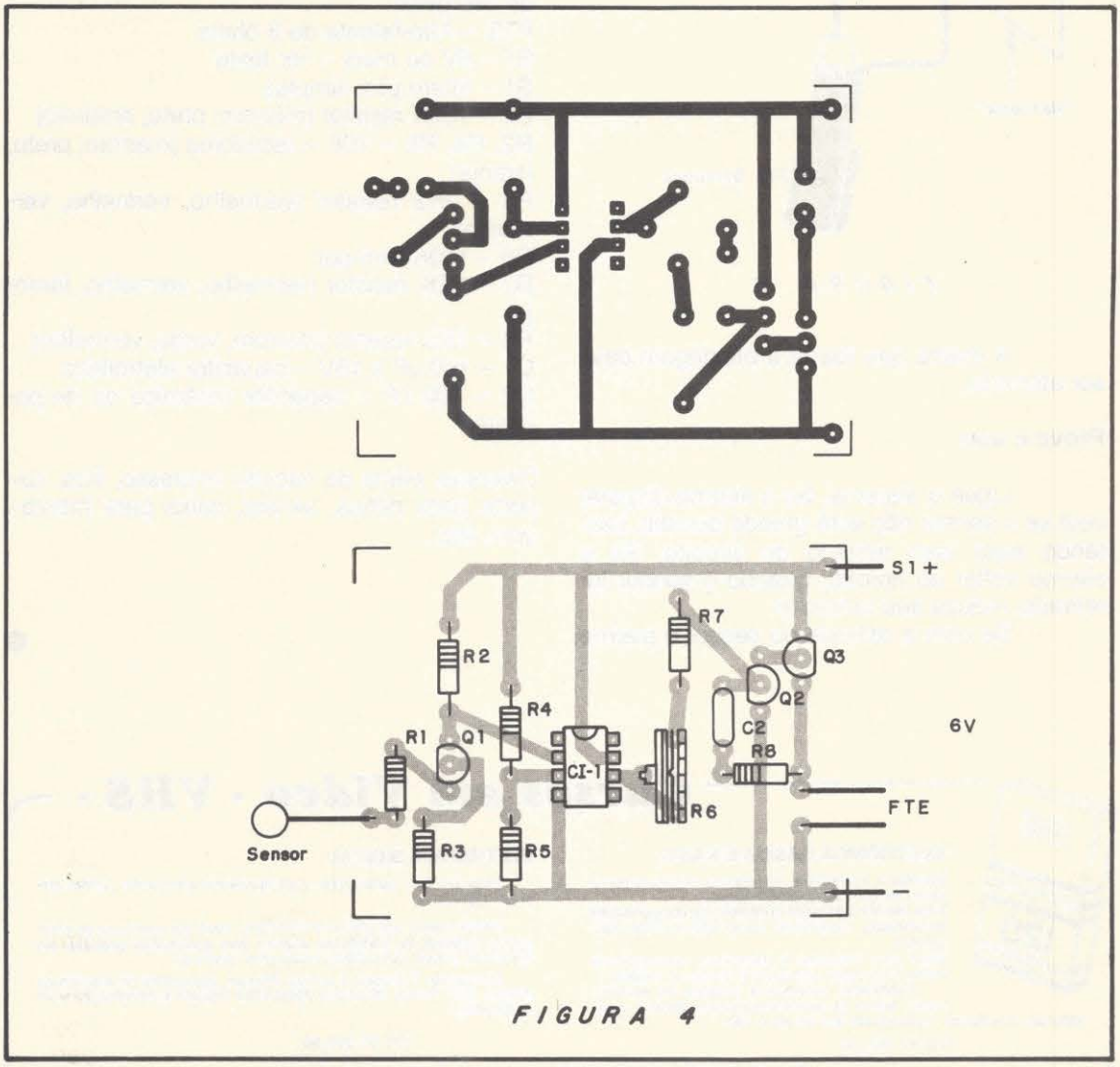


FIGURA 4

Na **figura 5** temos uma idéia de sensor que permite obter comportamento direcional para o sistema.

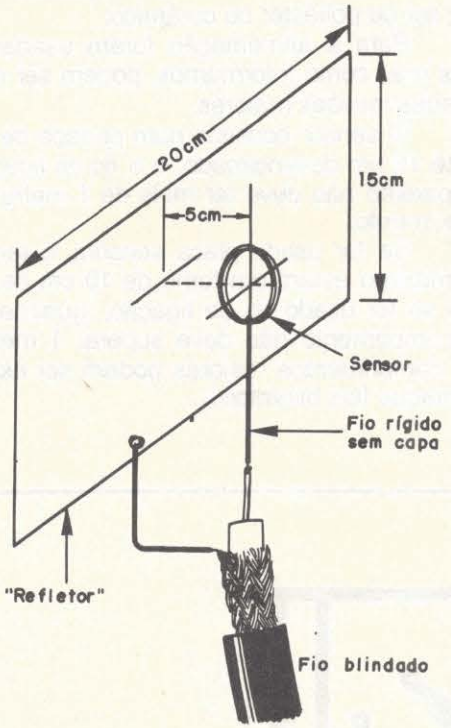


FIGURA 5

A malha que forma a blindagem deve ser aterrada.

Prova e uso

Ligue o sistema. Se o alarme disparar veja se o sensor não está grande demais, bastando para isso retirá-lo do circuito. Se o alarme voltar ao normal, quando o sensor for retirado, reduza seu tamanho.

Se com a retirada do sensor o alarme ainda continuar disparado, verifique a possibilidade de alterar o valor de R2 ou R3.

Colocado em condições de funcionamento, aproxime sua mão do sensor para verificar o disparo. Atrite o pé em um tapete para "carregar" o corpo de eletricidade estática e aproxime a mão do sensor. Deve ocorrer um aumento da sua sensibilidade.

O ajuste de sensibilidade deve ser feito em R6 que, para as provas iniciais deve estar na posição de máxima resistência.

Lista de Material

Q1 – MPF102 ou equivalente – transístor de efeito de campo
CI–1 – 741 – Circuito integrado
Q2 – BC548 ou equivalente – transístor NPN de uso geral
Q3 – BC558 ou equivalente – transístor PNP de uso geral
FTE – Alto-falante de 8 ohms
B1 – 6V ou mais – ver texto
S1 – Interruptor simples
R1 – 100K resistor (marrom, preto, amarelo)
R2, R4, R5 – 10K – resistores (marrom, preto, laranja)
R3 – 2K2 resistor (vermelho, vermelho, vermelho)
R6 – 100K trim-pot
R7 – 22K resistor (vermelho, vermelho, laranja)
R8 – 1K5 resistor (marrom, verde, vermelho)
C1 – 100 uF x 16V – capacitor eletrolítico
C2 – 100 nF – capacitor cerâmico ou de poliéster

Diversos: placa de circuito impresso, fios, suporte para pilhas, sensor, caixa para montagem, etc. . .

Cursos em Vídeo · VHS ·



ELETRÔNICA BÁSICA E RÁDIO

Domine a eletrônica, estudando em sua própria casa, os seus princípios básicos.
Esta fita lhe permitirá conhecer os componentes eletrônicos, mostrando como são e como funcionam.
Ideal para Hobistas e iniciantes, desenvolvido numa linguagem acessível à qualquer pessoa.
Conteúdo: elementos básicos de eletricidade, teoria de semi-condutores, diodos, transistores, resistores, capacitores e o receptor AM.

Cz$ 27.000,00

ELETRÔNICA DIGITAL

Hoje em dia, quase todo o equipamento eletrônico, utiliza circuito digitais.

Neste curso, agradável e dinâmico, você vai conhecer os princípios básicos da eletrônica digital, com aplicações práticas em bancada, sendo cada tópico ricamente ilustrado.

Conteúdo: Funções e portas lógicas, elementos de eletrônica digital, Flip Flops, circuitos integrados digitais e introdução a CI dedicados.

Cz$ 27.000,00

Para pedidos via reembolso postal use o cupom da última página.

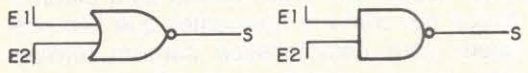
Técnica Digital

Resposta dos testes de avaliação 3.9:
1D, 2D, 3C, 4B, 5A, 6B, 7C, 8C, 9A e 10B.

Resposta dos testes de avaliação 4.9:
1C, 2B, 3C, 4D, 5C, 6A, 7A, 8B, 9C e 10B.

5.9 – Testes de Avaliação

As figuras apresentadas a seguir referem-se às questões 1, 2, 3 e 4.



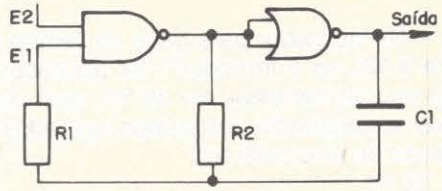
1) – Na porta NOR, se a entrada E2 permanecer em estado lógico baixo (E2=0), o que ocorrerá com o sinal digital aplicado na entrada E1 (entrada de sinal)?
a – Aparecerá na saída, mas invertido ($S=\overline{E1}$).
b – Será bloqueado (S=0)
c – Aparecerá na saída, mas em fase (S=E1).
d – Será amplificado e filtrado.

2) – Ainda com relação à porta NOR, quando E2=1 (entrada de controle), dizemos que:
a – A porta está habilitada
b – A porta funcionará como um inversor
c – A porta está inibida
d – A porta funcionará como um oscilador

3) – Na porta NAND, se a entrada E2 (entrada de controle) permanecer em estado lógico alto (E2=1), podemos afirmar que:
a – A porta está inibida.
b – A porta está habilitada.
c – A porta está bloqueada.
d – A porta funcionará como um oscilador.

4) – Ainda com referência à porta NAND, o que ocorrerá com o sinal digital aplicado na entrada E1, quando a entrada de controle estiver em estado lógico baixo (E2=0)?
a – O sinal será transferido para a saída, mas invertido ($S=\overline{E1}$).
b – O sinal será amplificado e filtrado.
c – O sinal aparecerá na saída, mas em fase (S=E1).
d – O sinal será bloqueado (S=1).

A figura seguinte refere-se às questões 5, 6, 7 e 8.



5) – A freqüência de oscilação do circuito depende:
a – Dos valores de C1 e R2, apenas.
b – Das características internas das portas NAND e NOR, somente.
c – Dos valores de C1 e R2, além das características internas das portas lógicas.
d – Dos valores de R1 e R2.

6) – O que ocorrerá durante o intervalo em que fizermos E2=1?
a – A saída ficará sempre "0".
b – A saída ficará sempre em "1"
c – A saída ficará ora "1", ora em "0".
d – O circuito não irá oscilar.

7) – Se diminuirmos o valor de R2, o que acontecerá com o valor da freqüência do sinal de saída?
a – Aumentará.
b – Diminuirá.
c Permancerá o mesmo.
d – Não irá alterar-se.

8) – Supondo que o circuito esteja funcionando normalmente, o que deveremos fazer para que ele deixe de oscilar?
a – Aplicar um nível lógico alto em E2.
b – Aumentar o valor de R1.
c – Reduzir à metade o valor de C1.
d – Tornar E2=0.

9) – No oscilador de BIP com quatro portas NOR (**figura 5.11**), qual é a função do estágio modulador?
a – Gerar um sinal de freqüência audível (600 Hz, por exemplo).
b – Estabilizar a freqüência do oscilador principal.
c – Interromper o sinal do oscilador principal, numa razão pré-determinada (1 Hz, por exemplo).
d – Amplificar o sinal gerado pelo oscilador principal.

10) – No oscilador para base de tempo (**figura 5.12**), se o trimpot P1 for ajustado para o circuito trabalhar em 60 Hz, qual deverá ser a freqüência dos pulsos aplicados na entrada de sincronismo?
a – 50 Hz.
b – 1 Hz.
c – 600 Hz.
d – 60 Hz.

CAPÍTULO 6
Álgebra Booleana

6.1 – Introdução

Como vimos nos capítulos anteriores, os elementos chaveadores nos instrumentos digitais, podem nos dar um dos dois estados distintos ("ligado", "pulso" ou "não pulso", "tensão alta" ou "tensão baixa", etc). Teoricamente, estados intermediários não existem, e um elemento nunca pode estar nos dois estados possíveis ao mesmo tempo (por exemplo, uma chave não pode estar simultaneamente na posição "on" e "off").

As possibilidades de combinação destes dois estados, utilizando diferentes elementos chaveadores, obedecem a leis que são similares às leis que regem as relações entre proposições lógicas, as quais podem ser ou "verdadeiras" ou "falsas". A base para este ramo da lógica foi colocado pelo filósofo grego Aristóteles, na atiguidade clássica, mas isto não era utilizado, até que em 1847, George Boole, publicou uma descrição matemática das leis das "proposições lógicas", em um trabalho entitulado "Uma investigação das leis do pensamento". Este ramo da matemática, conhecida como álgebra booleana, será descrito brevemente neste capítulo.

6.2 – A lógica das classes

6.2.1 – Classes

Na lógica matemática, uma classe é definida como um grupo de elementos, onde todos têm pelo menos uma característica em comum. Elementos que não possuem esta característica comum formam uma classe complementar. Alguns exemplos de classe são:

– A classe dos números naturais (0, 1, 2, 3. . .)

– A classe dos instrumentos eletrônicos de medidas.

Uma classe pode conter um número finito ou infinito de elementos. Uma classe que não contém elementos é conhecida como "vazia", e é representada por um 0. Se uma classe contém pelo menos um elemento, ela é dita "não vazia", sendo representada pelo símbolo 1. Uma classe junto com a sua classe complementar forma o "universo" ou classe universal.

6.2.2 – Sub-Classe

Uma classe também pode ser dividida em sub-classes, com elementos que partilham de uma certa característica em comum, além da característica que os definiu como elemento do grupo.

Como exemplo, consideramos um par de sub-classes da infinita classe dos números naturais (0, 1, 2, 3. . .), as quais denotaremos pela letra A. Números que não são números naturais são os elementos da classe complementar $\overline{A}$ (o traço acima da letra é utilizado na álgebra boo-

leana, para indicar o processo negação, e o símbolo $\bar{A}$ é lido com "A barra" ou "não A"). Um dado numérico pode ser um elemento de A ou de A, mas nunca de ambos.

Uma sub-classe é, por exemplo, o conjunto de números naturais, divisíveis por 3 ou os números naturais menores do que 100. Cada sub-classe pode ser indicada por uma letra qualquer.

6.3 – Diagrama de Venn

As propriedades das classes podem ser visualizadas por meio do diagrama de Venn, desenvolvido pelo lógico Jonh Venn.

Em um diagrama de Venn o universo é simbolizado por um quadrado e uma dada classe (A), por uma área dentro de um círculo ou elipse desenhada deste quadrado. A área restante ($\bar{A}$) contém os elementos que não pertecem à classe A. Juntos (A) e ($\bar{A}$) formam o universo. A partir do diagrama vê-se claramente que um elemento nunca pode pertencer à ambas as classes (A) e ($\bar{A}$) (**figura 6.1**).

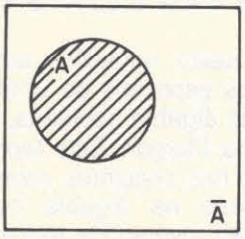


FIGURA 6.1

Usaremos agora os diagramas de Venn para ilustrar várias relações entre as sub-classes, das infinitas classes dos números naturais que mencionamos acima (**figura 6.2A** e **figura 6.2B**).

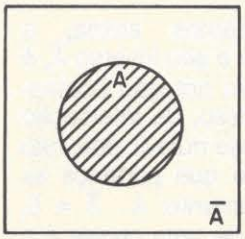


FIGURA 6.2A

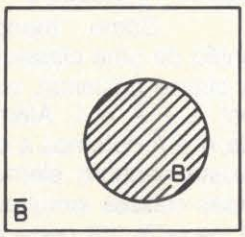


FIGURA 6.2B

Tomemos a classe dos números naturais divisíveis por 3, chamando-se de A, e a classe dos números menores do que 100, denotando por B. Podemos definir quatro classes obtidas através da combinação A e B.

– Todos os múltiplos de 3 (A) que são menores do que 100 (B).

– Todos os múltiplos de 3 (A) que são maiores do 100 ($\bar{B}$).

– Todos os números que não são múltiplos de 3 ($\bar{A}$) e que são menores do que 100 (B).

– Todos os números que não são múltiplos de 3 ($\bar{A}$) e que são maiores do que 100 ($\bar{B}$).

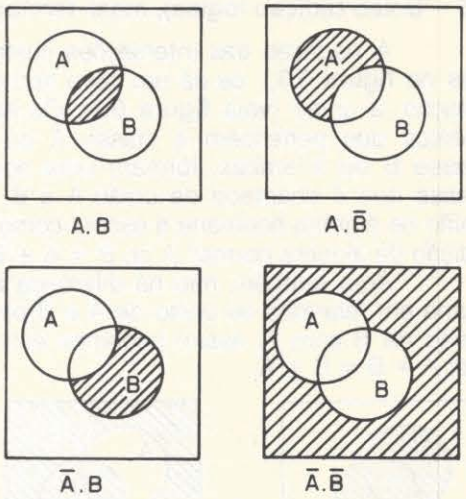


FIGURA 6.3

Estas várias sub-classes posem ser representadas facilmente no diagrama de Venn, conforme mostram as áreas hachuradas na **figura 6.3.**

6.4 – Interseção (multiplicação lógica), mini-termos

Elementos que pertencem às classes A e B formam a interseção (união) ou multiplicação lógica de duas classes. A operação de interseção é indicada na álgebra booleana da mesma forma que a operação de multiplicação na álgebra normal, colocando-se um ponto entre os símbolos ou simplesmente escrevendo os dois símbolos juntos: A e B = A . B = AB.

A partir da definição, fica claro que a interseção de A e B é idêntica a interseção de B e A; então podemos escrever: A . B = B . A.

Observando o diagrama de Venn de duas variáveis A e B, vemos claramente que existem 4 possíveis interseções entre essas duas variáveis: A . B, A . $\overline{B}$, $\overline{A}$. B e $\overline{A}$. $\overline{B}$. Utilizando-se somente as variáveis A e B, não é possível obter sub-divisões dos espaços menores do que os citados, e por esse motivo, as sub-classes A . B, A . B, A . B e A . B são também chamadas de mini-termos. Estes quatro mini-termos estão indicados pelas áreas hachuradas da **figura 6.3.**

6.5 – União (adição lógica), maxi-termos

A negação das interseções ilustradas na **figura 6.3**, os dá um novo tipo de relação, a união (veja **figura 6.1**). Os elementos que pertencem à classe A ou à classe B ou a ambas, formam uma nova classe que é chamada de união A e B. A união na álgebra booleana é escrita como a adição da álgebra normal: A ou B = A + B.

Aqui também não há diferença alguma em falarmos de união de A e B ou a união de B com A; assim podemos escrever: A + B = B + A.

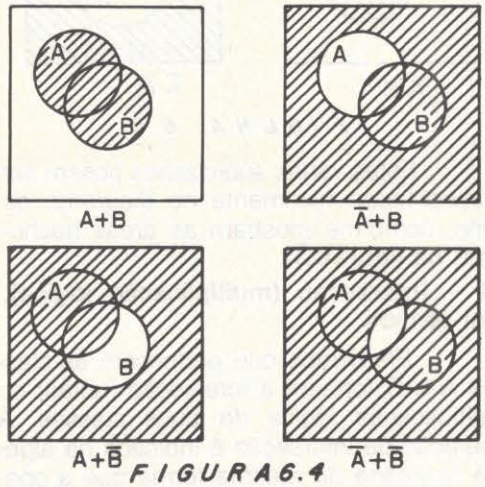


FIGURA 6.4

Como pode ser visto na **figura 6**, quatro são as possíveis uniões formadas partindo de A e B: A + $\overline{B}$, $\overline{A}$ + B, A + $\overline{B}$ e $\overline{A}$ + B. Estas quatro sub-classes são as maiores que podem ser formadas, utilizando duas variáveis, assim elas são chamadas de maxi-termos.

6.6 – Leis da álgebra booleana

6.6.1 – Teorema de Morgan

Inspecionando a menor sub-classe, A.B (mini-termo 1 na **figura 6.4**) e a maior, $\overline{A}$ + $\overline{B}$ (maxi-termo 4 na **figura 6.4**. Mostra que estas duas classes são complemetares, isto é, quando colocadas juntas, elas dão a classe universal. Em notação booleana: AB + ($\overline{A}$ + $\overline{B}$) = 1.

Um outro meio de colocar esta relação é dizer A . B, e isto é o inverso ou negação de A + B, ou em notação booleana: $\overline{A . B} = \overline{A} + \overline{B}$ ou $\overline{A . B} = \overline{A} + B$.

Similarmente, para outras subclasses das **figuras 6.3** e **6.4**:

$$A . \overline{B} = \overline{\overline{A} + B} \text{ ou } \overline{A . \overline{B}} = \overline{A} + B$$

$$\overline{A} . B = \overline{A + \overline{B}} \text{ ou } \overline{\overline{A} . B} = A + \overline{B}$$

$$\overline{A} . \overline{B} = \overline{A + B} \text{ ou } \overline{\overline{A} . \overline{B}} = A + B$$

As quatro equações acima representam casos especiais de uma lei muito importante da álgebra booleana, conhecida como teorema Morgan. Este teorema pode ser expresso nas seguintes palavras: qualquer expressão na álgebra booleana é equivalente ao inverso da expressão, conseguido pela mudança de todos os produtos lógicos (E ou AND) por adições (OU ou OR) e vice-versa, e pela troca simultânea de cada operando pelo seu inverso.

6.6.2 – Relações entre uma classe A, classe 1 e classe 0

Como mencionamos acima, a união de uma classe A e o seu inverso $\overline{A}$, é a classe universal, ou em notação booleana: A + $\overline{A}$ = 1. Além disso, da interseção de A e $\overline{A}$ obtemos a classe nula 0, pois não existe nenhum elemento que pertença as duas classes simultaneamente: A . $\overline{A}$ = 0. A negação da negação de uma classe é a própria classe: $\overline{\overline{A}}$ = A.

Da adição lógica ou união de uma classe A e a classe nula, obtemos novamente a classe A: A + 0 = A. A união de A com a classe universal, é a classe universal: A + 1 = 1. O produto lógico ou interseção da classe A com a classe nula, é a classe nula: A . 0 = 0. A interseção de A com a classe universal é A: A . 1 = A. A interseção de A com A é o próprio A: A . A = A. A união de A com A também é A: A + A = A.

6.6.3 – Leis associativas

Até aqui, discutimos as relações entre duas variáveis, A e B. Naturalmente, é possível considerar mais variáveis. Daremos agora o número de relações entre três ou mais variáveis, utilizando como referência o diagrama de Venn da **figura 6.5.**.

A interseção (produto lógico) das classes A, B e C da **figura 6.5**, pode ser determinada achando-se inicialmente a interseção de A e B (área 6 + 7 na **figura 6.5.**), e em seguida a interseção de (A . B) com C (área 7).

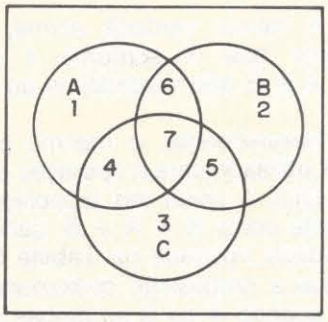


FIGURA 6.5

Alternativamente, podemos começar tomando a interseção de B com C (áreas 7 + 5), e então achar a interseção deste com A (achando a área 7, naturalmente). Por qualquer meio que façamos o processo, o resultado final é o mesmo. Em notação booleana: A . B . C = A . (B . C) = (A . B) . C = (A . C) . B.

Para a união de três classes, existe uma relação similar: A + B + C = A + (B + C) = (A + B) + C = (A + C) + B.

Estas duas relações dadas acima são chamadas de leis associativas da álgebra booleana.

6.6.4 – Leis distributivas

A sub-classe formada pela interseção de A com a união de B e C (áreas 4, 6 e 7 na **figura 6.5**), pode também ser formada tomando-se a união das interseções de A e B e A e C (áreas 6 + 7 e 7 + 4 na **figura 6.5**, obtendo a área 4 + 6 + 7): A . (B + C) = A . B + A . C.

Esta relação tem precisamente a mesma forma que a lei distributiva da álgebra normal, o que não é o caso da seguinte lei distributiva da álgebra booleana: (A + B) . (A + C) = A + BC.

Isto pode ser provado com o auxílio de várias relações derivadas anteriormente:

$$
\begin{aligned}
(A+B).(A+C) &= A.A+A.C+A.B+B.C = \\
&= A+A.C+A.B+B.C = \\
&= A+(1+C)+A.B+B.C = \\
&= A+A.B+B.C = \\
&= A(1+B)+B.C = \\
&= A+B.C
\end{aligned}
$$

6.6.5 – Leis absorventes

No curso da prova da eqüação acima, vimos que os termos A . B e A . C, existentes na expansão inicial do produto lógico, não aparecem na forma final. Este efeito é conhecido como propriedade "absorvente" da álgebra booleana:

$$
\begin{aligned}
A + A.B &= A \\
A + A.B &= A(1+B) = \\
&= A.1 = \\
&= A
\end{aligned}
$$

Existem duas outras leis absorventes na álgebra booleana:

$$
\begin{aligned}
A + \bar{A}.B &= A + B \\
A + \bar{A}.B &= (A+\bar{A}).(A+B) = \\
&= 1.(A+B) = \\
&= A + B
\end{aligned}
$$

e

$$
\begin{aligned}
A(\bar{A}+B) &= A.B \\
A.(\bar{A}+B) &= A.\bar{A}+AB = \\
&= 0 + AB = \\
&= AB
\end{aligned}
$$

6.6.6 – Sumário das leis da álgebra booleana

As várias relações vistas até aqui,

estão sumarizadas na tabela seguinte (**Tabela 6.6**):

$\overline{0} = 1$ $\overline{1} = 0$ $\overline{\overline{X}} = X$	$X + 0 = X$ $X + 1 = 1$ $X + X = X$ $X + \overline{X} = 1$	$X . 0 = 0$ $X . 1 = X$ $X . X = X$ $X . \overline{X} = 0$
Leis Comutativas		
$XY = YX$	$X + Y = Y + X$	
Leis Associativas		
$XYZ = X(YZ) = Y(XZ) = Z(XY)$		
$X + Y + Z = X + (Y + Z) = Y + (X + Z) = Z + (X + Y)$		
Leis Absorventes		
$X + XY = X$	$X + \overline{X}Y = X + Y$	$X(X + Y) = XY$
Leis de Morgan		
$\overline{X + Y + Z + ... + N} = \overline{X} . \overline{Y} . \overline{Z} ..... \overline{N}$		
$\overline{X . Y . Z ..... N} = \overline{X} + \overline{Y} + \overline{Z} + ... + \overline{N}$		

6.7 – A lógica das proposições

Os teoremas da álgebra booleana são aplicados não somente para a lógica de classes, mas também na lógica das proposições.

A lógica proposicional, também é baseada na afirmação de que há somente duas possibilidades para uma proposição: ou ela é verdadeira ou falsa, mas nunca parcialmente verdadeira e parcialmente falsa. Se uma dada proposição é verdadeira, nós a denotamos com o símbolo "1", enquanto que se for falsa nós a denotamos com um "0". A verdade ou falsidade das proposições combinadas, podem agora ser determinadas de acordo com as regras que são formalmente as mesmas que nós determinamos para a lógica das classes.

Aqui também é possível o uso de duas operações básicas: a interseção (função E), quando as proposições A e B são verdadeiras; e a união (função OU), quando a proposição A ou B (ou ambas) são verdadeiras.

Consideremos um exemplo de proposição: que alguém tem olhos azuis (A = 1), e que alguém é um adulto (B = 1). A interseção destas duas proposições é a afirmação de que alguém tem olhos azuis e é um adulto, e em notação booleana podemos escrever na forma A . B = 1. Se chamarmos a afirmação de X, podemos escrever X = Z . B. Mas, quando esta proposição é verdadeira ? Isto pode ser determinado com o auxílio de um diagrama de Venn, mas também podemos relacionar todas as possíveis combinações das variáveis A e B na tabela verdade, como mostra a **Tabela 6.7.**

Tabela 6.7: Tabela Verdade para X = A . B

A	B	X		A	B	X
falso	falso	falso		0	0	0
verdadeiro	falso	falso	e	1	0	0
falso	verdadeiro	falso		0	1	0
verdadeiro	verdadeiro	verdadeiro		1	1	1

A tabela verdade acima, mostra claramente que X somente é verdade quando A e B são verdadeiros ao mesmo tempo.

Naturalmente, o mesmo processo pode ser utilizado para a operação de união (função OU). A união das proposições A e B é escrita como X = A + B, dando a tabela verdade nostrada na **Tabela 5.8**, que indica que a proposição combinada é verdadeira quando A ou B ou ambas são verdadeiras.

Tabela 6.8: Tabela Verdade para X = A + B

A	B	X		A	B	X
falso	falso	falso		0	0	0
verdadeiro	falso	verdadeiro	no	1	0	1
falso	verdadeiro	verdadeiro		0	1	1
verdadeiro	verdadeiro	verdadeiro		1	1	1

As tabelas verdade são muito úteis na análise da lógica proposicional, mas no nosso caso é muito mais útil no estudo do funcionamento dos elementos lógicos, tais como: portas E, OU, NE, NOU, etc.