Nº 35

ELÉCTRON

RÁDIO • TELEVISÃO • ELETRÔNICA GERAL

O Incrível RF

Placar Eletrônico

CAP-Chave Automática de Pulsos

Sistema Automático de Iluminação de Emergência

e mais ...



para novatos e veteranos

CURSO Técnica Digital

Altamira, Boa Vista, Macapá, Rio Branco, Santarém NCz$ 36,40

ELÉCTRON

RÁDIO • TELEVISÃO • ELETRÔNICA GERAL

EDITOR

Savério Fittipaldi

REDAÇÃO

Maria Sílvia Pires

RELAÇÕES PÚBLICAS

Waldomiro Recchi

PRODUÇÃO

Vicente Fittipaldi

ÍNDICE

Capa – O Incrível RF 2

TV – Resolução de Linhas em TV 10

Montagem – CAP Chave Automática de Pulsos 15

Reparação – Reparação do Servo Capstan do NV-260 .. 24

Tecnologia – Tubos Trinicom Utilizados em Câmeras .. 32

VCR – Nova Geração de Circuitos Integrados para VCR 40

Montagem – Sistema Automático de Iluminação de Emergência 46

Correspondência 52

Hardware – Interface de Comunicação Programável ... 53

Livros e Revistas 59

Montagem – Placar Eletrônico 60

Curso – Técnica Digital – Lição 15 69

ELÉCTRON - Rádio, Televisão, Eletrônica Geral é uma publicação da **Editora Fittipaldi Ltda. Redação, Administração e Publicidade:** Rua Major Ângelo Zanchi, 275 a 303 - CEP 03633 - Tel.: 296-7733 - São Paulo - SP. **Distribuição: Dinap S/A. – Distribuição em Portugal: Distribuidora Jardim LDA. Impressão: Gráfica Editora Hamburg.** É proibida a reprodução total ou parcial dos textos e ilustrações, sob pena das sanções estabelecidas em lei. Os artigos publicados são de inteira responsabilidade de seus autores. É proibido a utilização dos circuitos em caráter industrial ou comercial, salvo com expressa autorização por escrito da Editora. A Editora não se responsabiliza pelo uso indevido dos circuitos publicados. Em virtude de variações de qualidade dos componentes, os editores não se responsabilizam pelo não funcionamento ou desempenho deficiente dos circuitos montados pelos leitores. **Números atrasados:** Poderão ser fornecidos via reembolso postal ao preço da última edição em banca.

O Incrível RF

Leo Masov

O tema referente à transmissão por meio de radio-freqüência continua sendo um dos mais interessantes e também um dos que mais são solicitados pelos nossos leitores.

Fazer um transmissor que tivesse pouca potência tornou-se tarefa relativamente fácil com os modernos transistores de silício de altas freqüências, fato que é comprovado pelos constantes esquemas publicados na literatura especializada, notadamente os conhecidos microfones sem fio da faixa de FM comercial.

Entretanto, o alcance e as características técnicas destes pequenos aparelhos transmissores, geralmente de um só transistor funcionando como oscilador modulado, deixam muito a desejar.

Por outro lado, a construção de um transmissor que tenha maior alcance e melhor estabilidade normalmente desanima o amador, pois os componentes são de aquisição difícil e os ajustes complicados. Complicando mais ainda a situação, desajustes nos circuitos ou nos acoplamentos entre os estágios de radio-freqüência provocam a queima dos transistores, nada baratos por sinal.

O correto casamento de impedâncias entre os estágios para obter ganhos elevados torna o uso de blindagens quase que obrigatório e as dificuldades continuam crescendo para o amador médio, que não dispõe de instrumental e cujo orçamento não é lá muito folgado.

O acoplamento com o sistema irradiante é outro elo importantíssimo, sem o qual não poderemos transferir toda a potência de radio-freqüência para estarmos efetivamente "no ar".

A antena propriamente dita é comumente desconsiderada, sendo reduzida a um simples pedaço de fio solto, sem maiores preocupações quanto ao seu comprimento ou forma. Se pensarmos em ondas estacionárias e sua influência na operação do estágio final, a operação de transmissores com potências maiores e com cargas incorretas certamente causará a troca do transistor, pois suas especificações serão ultrapassadas e poderão danificá-lo.

Pensando em como projetar um transmissor mais potente, passamos a considerar que o estágio final de um aparelho de várias etapas funciona como amplificador e como todo amplificador se realimentado passará a oscilar, usando um transistor de maior potência, com encapsulamento metálico para permitir maior dissipação, poderemos construir um oscilador simples, com apenas um transistor e que forneça uma boa potência.

Para conseguirmos um bom ganho poderemos fazer uso de uma tensão de alimentação maior que os 12 volts usuais, optando por uma fonte de 24 volts, que é fácil de obter com os transformadores para 12 volts.

A configuração do oscilador foi escolhido como sendo do tipo Colpitt, e a representação esquemática é a mesma dos clássicos osciladores.

Para a modulação, para tornarmos o aparelho simples, evitamos usar AM (amplitude modulada) pois exigiria mais componentes para obter a modulação. Então, estando limitados à freqüência modulada, é lógico que a escolha da freqüência de operação recaia sobre a faixa de FM comercial de 88 a 108 MHz e VHF.

Para conseguirmos uma boa sensibilidade usamos um estágio de áudio convencional para amplificar o sinal proveniente do

microfone de eletreto ou da fonte de sinal, por meio de um transistor npn.

Agora que sabemos as condições iniciais do projeto, passemos a detalhar o seu funcionamento.

Funcionamento

O esquema completo do simples e incrível transmissor de RF está mostrado na **figura 1.**

O sinal de áudio proveniente do microfone de eletreto ou da fonte de sinal é aplicado no potenciometro P1 e terra.

O cursor do potenciometro P1 é ajustado para a modulação correta e o sinal passa pelo capacitor de acoplamento C1 até a base do transistor T1.

O transistor T1, do tipo npn de áudio de pouca potência e alto ganho, está polarizado pelo resistores R1 entre base e coletor e pelo resistor R2 como carga de coletor.

Do coletor do transistor T1 o sinal de áudio amplificado passa pelo capacitor C3 ao transistor T2.

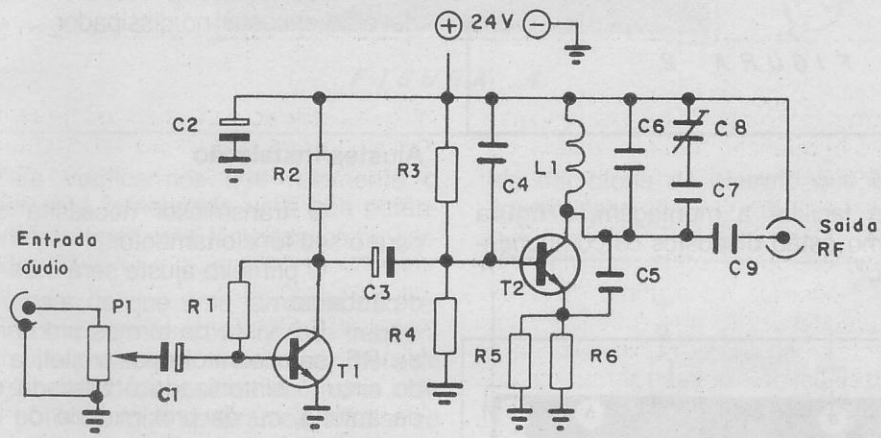


FIGURA 1

O transistor T2 é o oscilador de RF e está polarizado pelos resistores R3 e R4 no divisor de base e pelos resistores R5 e R6 no emissor.

A razão de usarmos dois resistores no emissor é para garantir uma boa margem na dissipação máxima em caso de desajustes no circuito que causem execessos de corrente.

O capacitor C4 realimenta o sinal do oscilador em conjunto com o capacitor C5, sendo o circuito sintonizado formado pela bobina L1 e pelos capacitores C6,C7 e C8, sendo este último um trimer por meio do qual podemos ajustar a freqüência exata de operação.

Finalmente, o capacitor C9 acopla a antena e o capacitor C2 desacopla a fonte.

Embora simples, o circuito exige alguns cuidados quanto à ligação da antena, e trataremos disto quando explicarmos os ajustes e instalação. Não desconsidere esta parte pois a potência de saída é influenciada pelo correto acoplamento.

Com isto terminamos a descrição do funcionamento do transmissor, cuja principal característica é a de fornecer uma boa potência de saída e usar uma fonte de alimentação de 24 volts.

Montagem

A montagem do transmissor poderá ser feita em uma pequena placa de circuito impresso de fibra de vidro/epoxi de dupla face com cerca de 7 por 6 cm.

A **figura 2** mostra a placa do lado das soldas das trilhas do circuito impresso e a **figura 3** mostra a placa de circuito impresso do lado dos componentes com a face cobreada que serve de plano de terra.

Prepare a sua placa exatamente como indicado e certifique-se de que não tenha trilhas em curto ou interrompidas, bem como curtos indesejáveis entre uma das faces e a outra.

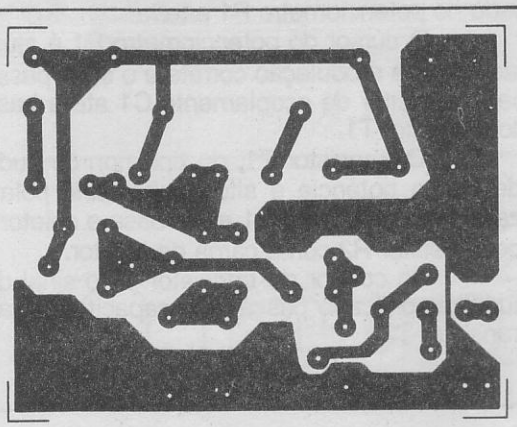


FIGURA 2

Para facilitar a montagem, a **figura 4** ilustra como estão dispostos os componentes na placa.

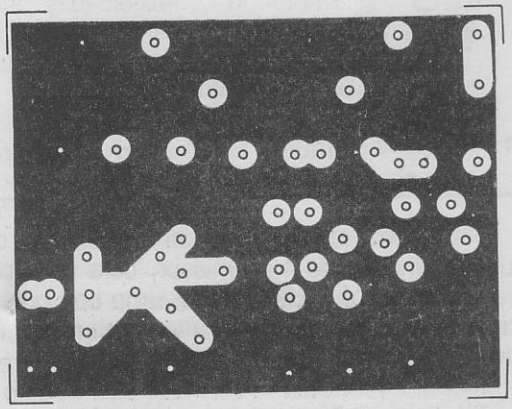


FIGURA 3

A bobina L1 é de fio 16 com 4 espiras de diâmetro 10 mm.

Monte corretamente os capacitores eletrolíticos sem inverter as polaridades dos mesmos e instale os resistores R5 e R6 na vertical.

Deixe também os terminais do transistor T2 suficientes para permitirem a colocação de um dissipador de calor do tipo estrêla para transistores metálicos TO5/TO39. Embora não recomendado, o fato de serem longos não afeta em demasia o desempenho do presente aparelho e facilita a instalação do dissipador térmico, indispensável para o correto funcionamento.

Solde bem as peças e evite aquecer excessivamente ou deixar soldas frias.

O dissipador térmico do transistor T2 não deverá encostar em nada pois está em contato elétrico com o coletor e durante o funcionamento não convém colocar o dedo por dois motivos, a saber, por estar relativamente quente quando ligado, e, por provocar uma forte alteração na sintonia, alterando o funcionamento do circuito.

Os resistores R5 e R6 também não deverão encostar no dissipador.

Ajustes/Instalação

O transmissor necessita de ajustes para o seu funcionamento.

O primeiro ajuste será o da freqüência de trabalho.

Em vista de termos um único estágio de RF, sem controle por cristal, a freqüência do circuito sintonizado é alterada em função da antena, ou da proximidade de objetos ou corpos próximos.

Assim sendo, procure fazer o ajuste quando já estiver na posição definitiva em que o transmissor será usado, bem como com o sistema irradiante final na configuração estável e que deverá ser mantida durante a operação.

A instalação do transmissor faz parte dos ajustes e se tiver que mudar algo certamente terá que retocar o ajuste da sintonia.

A tensão de alimentação também influi na freqüência das oscilações e, portanto, recomendamos o uso de uma fonte de 24 volts estabilizada.

A antena a ser usada deverá ser de impedância aproximada de 50 ohms e ressonante, pois nestas condições a potência do transmissor será máxima.

Caso a antena não esteja ressonante e não apresente uma impedância de 50 ohms como é o caso de um simples pedaço de fio, a saída do transmissor será bastante menor, comparando-se aos microfones sem fio.

Com o uso de uma boa antena, o valor do capacitor C9 poderá ser experimentalmente alterado para que a carga refletida esteja no ponto de melhor rendimento. Uma derivação na bobina L1 poderá ser tentada se a impedância for diferente.

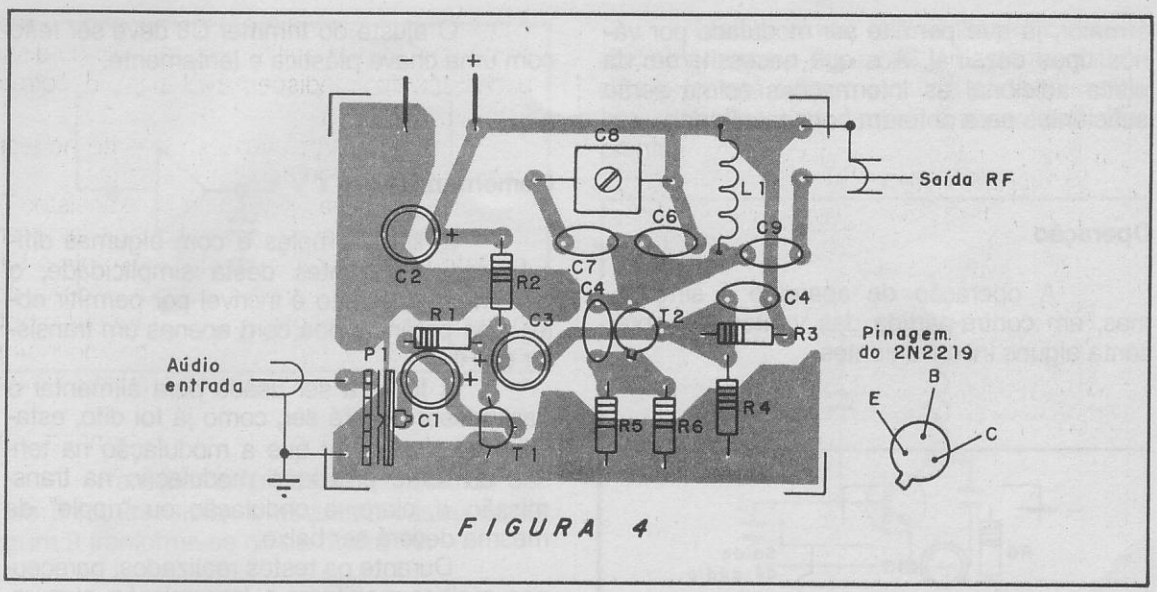


FIGURA 4

Para verificarmos que realmente o transmissor está fornecendo uma boa potência, poderemos ligar uma lâmpada como carga na saída.

Apesar de que uma lâmpada não represente uma carga resistiva nestas freqüências, o circuito poderá ser testado por meio da lâmpada e o brilho da mesma dará uma indicação da potência que poderemos irradiar se a antena apresentar uma impedância da mesma ordem.

No comércio especializado existem várias lâmpadas do tipo piloto incandescentes para 6,3 volts e também há uma lâmpada para 12 volts e de 2 watts. Ora, sabemos que

$P = U^2/R$
então $R = U^2/P$
e no caso $R = 12 \times 12/2 =$
72 ohms

É claro que, por trata-se de uma lâmpada, o valor ôhmico não é o mesmo com qualquer corrente é será indutiva para RF, mas como indicadora visual servirá.

Como será fácil comprovar, a potência de saída será considerável, sendo muitas vezes superior aos "microfones sem fio" comuns.

– Como fonte de sinal você poderá usar um microfone de eletreto, ligando o sinal ao potenciômetro P1 e ao terra.

– A **figura 5** mostra como alimentar o microfone a partir dos mesmos +24 volts da fonte de alimentação e como acoplar o sinal.

– A **figura 6** ilustra a placa de circuito impresso que poderá ser usada para a ligação do microfone de eletreto que irá modular o transmissor.

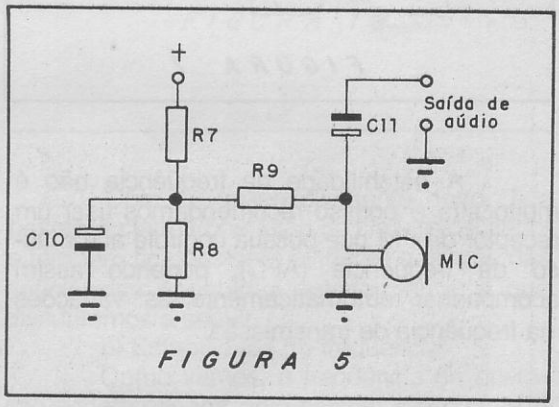


FIGURA 5

– Na **figura 7** temos a disposição dos componentes nesta placa e na **figura 8** indicamos as interligações dos circuitos. Use fio blindado para áudio nas ligações de áudio para evitar zumbidos e captação de roncos que modulariam o transmissor.

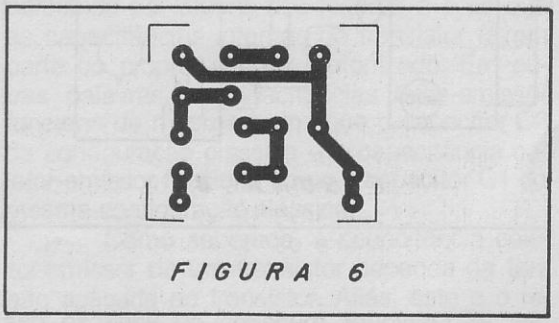


FIGURA 6

– Optamos por uma placa separada para acoplar e alimentar o microfone de eletreto pois assim a versatilidade do transmissor

é maior, já que permite ser modulado por vários tipos de sinal. Aos que necessitarem da placa adicional as informações acima serão suficientes para obterem bons resultados.

Operação

A operação do aparelho é simples, mas, em contra-partida das vantagens, apresenta alguns inconvenientes.

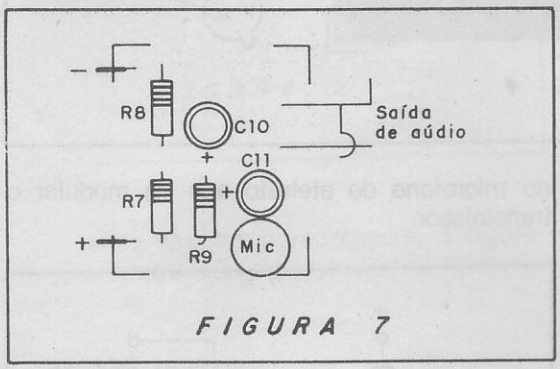


FIGURA 7

A estabilidade de freqüência não é muito alta e porisso recomendamos usar um receptor de FM que possua controle automático de freqüência (AFC), podendo assim acompanhar automaticamente as variações na freqüência de transmissão.

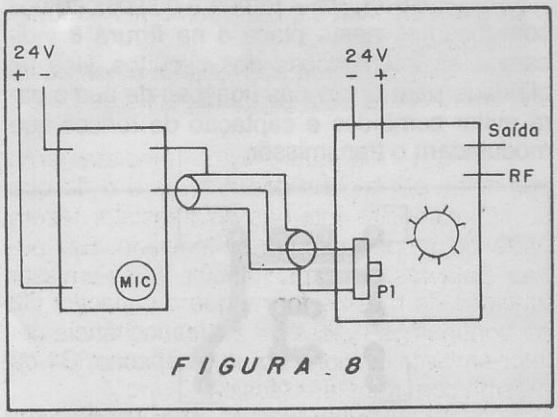


FIGURA 8

Qualquer mudança ou variação das ligações da antena ou mesmo nas proximidades do circuito sintonizado alteram a freqüência.

O ajuste do trimmer C8 deve ser feito com uma chave plástica e lentamente.

Comentários

Embora simples e com algumas dificuldades decorrentes desta simplicidade, o transmissor descrito é incrível por permitir obter uma potência boa com apenas um transistor de RF.

A fonte a ser usada para alimentar o transmissor deverá ser, como já foi dito, estabilizada para evitar que a modulação na tensão da fonte provoque modulação na transmissão e, claro, a ondulação ou "ripple" da mesma deverá ser baixo.

Durante os testes realizados, pareceu-nos melhor monitorar a transmissão num receptor de FM, e sempre manter a qualidade do sinal, evitando que sofra degradações.

Em receptores de faixa estreita de comunicações o sinal poderá ser mais difícil de sintonizar devido às variações não controladas. Fazemos estas observações para alertar quanto ao uso em outras freqüências de VHF, o que não recomendamos.

Como uso de dois transmissores como o descrito e de antenas externas do tipo direcional para a freqüência de trabalho, associados a receptores de FM, teremos um sistema de comunicações que poderá cobrir grandes distâncias.

Como última observação, lembramos que a operação de transmissores requer a licença prévia e maiores informações devem ser procuradas junto às delegacias regionais do Dentel.

Notas:

Prevendo algumas perguntas de nossos leitores que irão montar o transmissor, resolvemos nos adiantar e esclarecer alguns pontos relacionados com o funcionamento do circuito:

a) Configuração do oscilador Colpitts

A **figura 9** mostra como um amplificador pode ser ligado para que tenhamos um oscilador. A rede formada pelo indutor L e pelos capacitores C1 e C2 realimenta o sinal de saída do amplificador numa dada freqüência com a fase necessária para manter as oscilações.

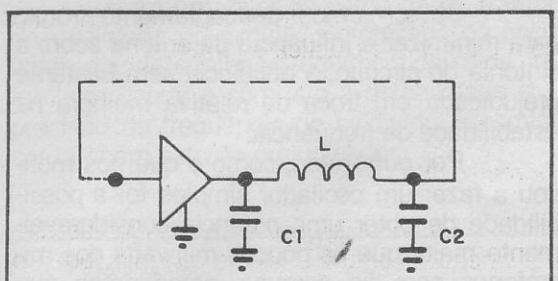


FIGURA 9

Para um amplificador constituido por um único transistor, o esquema básico da **figura 9** tranforma-se no da **figura 10.**

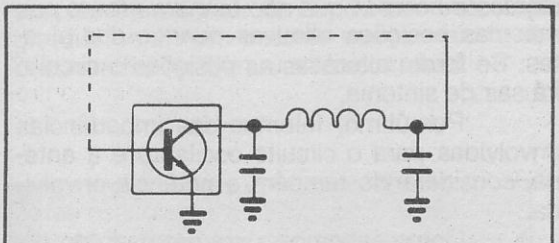


FIGURA 10

Ainda, se considerarmos que a entrada e a saída do amplificador deverão estar acopladas para os sinais de RF e não para a corrente contínua, teremos que incluir um capacitor na ligação de realimentação, separando assim a alimentação DC do sinal AC. O esquema desenvolvido passa a ser o da **figura 11.**

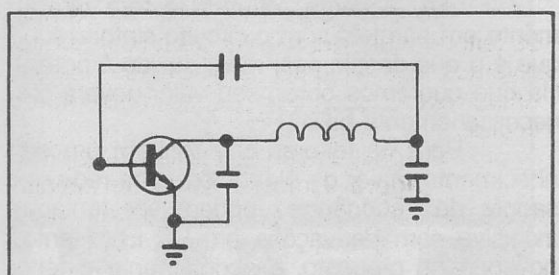


FIGURA 11

Melhor ainda, redesenhando o oscilador, obteremos a **figura 12** já bastante conhecida e restará apenas incluir a parte referente aos resistores para termos o nosso oscilador pronto.

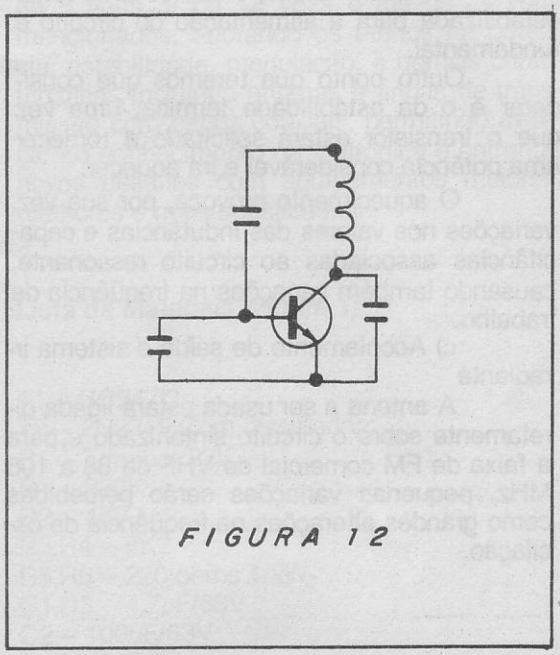


FIGURA 12

Com o desenvolvimento feito, fica bastante clara a operação do circuito oscilador e também fica bastante evidente o porque das deficiências apontadas anteriormente, e que discutiremos a seguir.

b) Estabilidade de freqüência

Como vemos, a freqüência de operação é determinada pelo circuito ressonante e pela sua estabilidade, bem como pelo seu fator de qualidade Q.

Ora, o circuito ressonante é composto por uma bobina L1 e pelos capacitores C6,C7 e C8.

Um fato que não é imediatamente percebido por alguns dos leitores é o de que as capacitâncias internas do transistor fazem parte do próprio circuito sintonizado. Em outras palavras, a capacitâncias base-emissor funciona da mesma forma que o capacitor C2 da configuração clássica e a capacitância coletor-emissor funciona como o capacitor C1 da mesma configuração clássica.

Como sabemos, a capacitância coletor-emissor de um transistor depende da tensão aplicada ao transistor. Aliás, este é o fenômeno responsável pela obtenção da modulação em freqüência desejada ao modularmos o transmissor com o sinal de áudio. Embora para esta aplicação esta caraterística do

transistor seja desejável, ela também faz com que variações da tensão de alimentação mudem a freqüência de trabalho, pois as capacitâncias irão mudar, modificando a ressonância do circuito sintonizado.

Por estas razões, o uso de uma fonte estabilizada para a alimentação do circuito é fundamental.

Outro ponto que teremos que considerar é o da estabilidade térmica, uma vez que o transistor estará solicitado a fornecer uma potência considerável e irá aquecer.

O aquecimento provoca, por sua vez, variações nos valores das indutâncias e capacitâncias associadas ao circuito ressonante, causando também variações na freqüência de trabalho.

c) Acoplamento de saída e sistema irradiante

A antena a ser usada estará ligada diretamente sobre o circuito sintonizado e, para a faixa de FM comercial de VHF de 88 a 108 MHz, pequenas variações serão percebidas como grandes alterações na freqüência de oscilação.

ATENÇÃO!
Profissionais, Hobbystas e Estudantes

AGORA FICOU MAIS FÁCIL COMPRAR!

- Amplificadores
- Microfones
- Mixers
- Rádios
- Gravadores
- Rádio-gravadores
- Raks
- Toca-discos
- Caixas Amplificadas
- Acessórios para Vídeo-games
- Cápsulas e agulhas
- Instrumentos de medição
- Eliminadores de pilhas
- Conversores AC/DC
- Fitas Virgens para Vídeo e Som
- Kits diversos, etc ...

CURSO GRÁTIS
"Como fazer uma Placa de Circuito Impresso" aos sábados das 9:00 às 12:00 Hs
(este curso é ministrado em 1 dia apenas)

DESCONTO ESPECIAL PARA ESTUDANTES DE ELETRÔNICA E OFICINAS

CONHEÇA OS PLANOS DE FINANCIAMENTO DA FEKITEL

FEKITEL

Rua Barão de Duprat, 310 - Sto. Amaro
São Paulo (a 300m do Lgo. 13 de Maio)
CEP 04743 - Tel. 246-1162

Se tornarmos o acoplamento frouxo para minimizar a influência da antena sobre a sintonia do circuito, a eficiência será bastante prejudicada em troca da relativa melhora na estabilidade de freqüência.

Por outro lado, como o que nos motivou a fazer um oscilador simples foi a possibilidade de obter uma potência consideravelmente maior que os poucos miliwatts dos microfones sem fio comuns, acreditamos que sacrificar a estabilidade poderá ser tolerado pois não pretendemos construir um aparelho totalmente auto-ajustável e sim divertir-nos e aprender algo mais sobre os circuitos envolvidos.

Tendo estas considerações em mente, poderemos aumentar o acoplamento entre o circuito sintonizado do oscilador e a antena.

Nunca é demais repetir que com isto a potência será aumentada mas não poderemos mexer, alterar ou aproximar em demasia objetos ou corpos que não tenham estado nas mesmas posições relativas quando dos ajustes. Se forem alteradas as posições o circuito irá sair de sintonia.

Por útimo, falemos das impedâncias envolvidas para o circuito oscilante e a antena, considerando também a potência envolvida.

Como sabemos, para um dado amplificador, a sua potência de saída em determinadas condições de trabalho (tensão da fonte de alimentação, classe de operação, freqüência de trabalho, sinal de entrada, etc. . .) será determinada pela impedância da carga que o estágio amplificador enxerga.

Este é um fato bastante conhecido e explica o uso dos transformadores casadores de impedâncias para termos a máxima transferência de potência.

No nosso caso, eliminamos qualquer rede casadora de impedância entre o estágio oscilador e a antena, simplificando o circuito e pagando por isto o preço de uma eficiência menor.

Ora, a carga refletida estará diretamente em paralelo com o circuito sintonizado, que é o que desejamos, mas, devido à potência que queremos obter, seu valor deverá ser necessariamente baixo.

Para os leitores que tenham um conhecimento maior de eletrônica, uma rede casadora de impedâncias poderá ser tentada, inclusive com derivações em L1. Entretanto, no aparelho proposto, o acoplamento é feito por meio de um capacitor em série com a carga e que terá o seu circuito equivalente como o mostrado na **figura 13.**

Com um valor de carga baixo, o fator de qualidade do circuito sintonizado do oscilador, que determina a freqüência de saída, irá também baixar e com isto a estabilidade e a precisão da freqüência de saída do transmissor também estarão prejudicados.

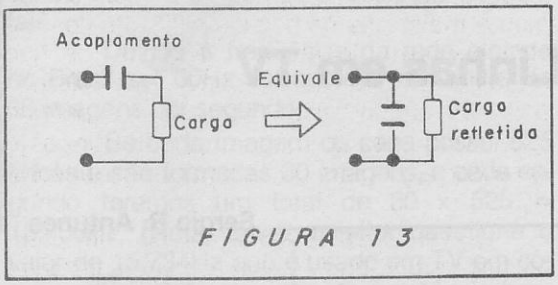


FIGURA 13

Concluindo, temos uma série de compromissos a combinar no projeto de um simples transmissor de RF de um único estágio que seja mais potente que a maioria dos encontrados na literatura técnica atual.

ATENÇÃO:
temos livros sobre

RÁDIO
TELEVISÃO
ELETRÔNICA
INFORMÁTICA
RADIOAMADORES
TELECOMUNICAÇÃO
MANUAIS DE FABRICANTES

Mais de 3.000 títulos à sua disposição, em Português, Espanhol e Inglês. Importação direta dos mais recentes lançamentos.

ATENDEMOS PELO REEMBOLSO POSTAL E AÉREO.

SOLICITE CATÁLOGO

LITEC

LIVRARIA EDITORA TÉCNICA LTDA
Rua dos Timbiras, 257 01208 São Paulo - SP
Telefone: (011) 222-0477 Caixa Postal 30.869

Para os leitores que se dispuserem a montar o aparelho informamos que terão grandes satisfações em comparar, estudar e entender o funcionamento, as vantagens e as desvantagens do circuito proposto, bastando para isto mudar a alimentação que poderá ser de 6 volts, 9 ou 12 volts e até os 24 volts mencionados, anotando os efeitos na potência, estabilidade, modulação, e demais características, incluindo antenas e linhas de transmissão com cabos coaxiais, permitindo avançar no conhecimento da eletrônica e enfrentar novos desafios com equipamentos maiores, melhores e mais sofisticados.

Lista de Materiais (Figura 1)

T1 – BC547C
T2 – 2N2219 Com dissipador
P1 – Trim-pot 22K
R1 – 220K
R2 – 4K7
R3,R4 – 8K2
R5,R6 – 220 ohms 1/2W
C1,C3 – 4,7µF/63V
C2 – 100µF/63V
C4 – 470F
C5 – 4,7F
C6 – 6,8F
C7 – 15F
C8 – Trimmer 3-30F
C9 – 1,8pF
L1 – Ver texto
Diversos: Placa de circuito impresso, fios, solda, dissipador paraa T2, fonte estabilizada de 24 volts, etc. . .

Lista de Materiais (Figura 5)

R7,R8 – 10K
R9 – 3K3
C10 – 47µF/25V
C11 – 47µF/25V
MIC – Microfone de Eletreto
Diversos: Placa de circuito impresso, fios, solda, etc. . .

Resolução de Linhas em TV

Sergio R. Antunes

Introdução

O objetivo da televisão é possibilitar a apresentação de luz, sombra, cor, movimentos, contrastes e detalhes de uma imagem à distância.

Tanto no cinema como na televisão as imagens são fixas, paradas. Porém, tais imagens são apresentadas à nossa vista num tempo menor que o da persistência visual, ou seja, num tempo menor que nossa visão pode perceber.

Um exemplo que evidencia a persistência da visão é o funcionamento de um ventilador. Quando ligamos o ventilador e as hélices estão à baixa velocidade, conseguimos vê–las, distintamante, porém quando a velocidade aumenta, começamos a não mais distinguir as hélices.

Assim ocorre com a televisão.

O processo de formação de imagem em TV é denominado de exploração de imagem.

Explorar uma imagem consiste em retirar as principais informações desta.

Na **figura 1** vemos um diagrama que esquematiza os principios da TV.

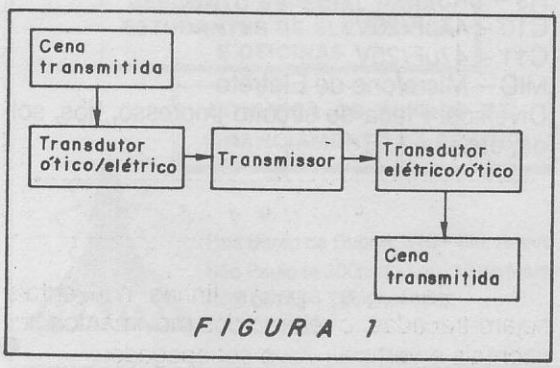


FIGURA 1

A imagem (cena) é dividida em linhas que são exploradas em movimentos da esquerda para a direita e de cima para baixo formando linhas horizontais. Este processo de exploração é denominado de varredura (**figura 2**).

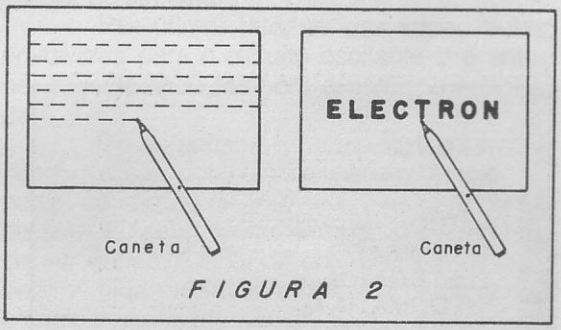


FIGURA 2

Definição de imagem

Por definição de imagem entendemos a qualidade, nitidez e fidelidade que esta apresenta. Em fotografia, quanto mais ponto tivermos mais definida é a imagem. Assim notamos que uma fotografia, ao ser ampliada, perde a sua nitidez.

Em TV ocorre o mesmo fato. Para termos uma imagem bem definida, devemos ter um grande número de linhas.

Era de se esperar um número elevadíssimo de linhas para a TV, pois isto resultaria em uma excepcional qualidade de imagem mas ao aumentar o número de linhas, aumentamos também a complexidade do aparelho e o seu custo. Por isso, estabeleceu-se um equilíbrio entre custo e qualidade de TV.

No Brasil, Japão e EUA foi adotado como padrão o total de 525 linhas.

Padrão de TV

O padrão adotado no Brasil é o "M", o memo utilizado nos EUA (NTSC-M) e em parte da Coréia.

O padrão estabelece valores de freqüências de varredura e especifica número de linhas, número de pontos e resolução horizontal.

Devido à freqüência da rede elétrica no Brasil ser 60Hz, foi adotado o número de 30 imagens por segundo.

Se cada imagem ou cena possui 525 linhas e são formadas 30 imagens, a cada segundo teremos um total de 30 x 525 = 15.750Hz. (Nota: talvez o leitor questione o valor de 15.734Hz que é usado em TV em cores; a diminuição do valor da freqüência horizontal se deve a um remanejamento de valores de freqüências para facilitar a varredura em TV colorida).

Observando a **figura 3**,vemos que a TV é formada (a) por 525 linhas horizontais, (b) 700 linhas verticais, e o cruzamento destas linhas resulta em (c) 367.500 pontos (525 x 700).

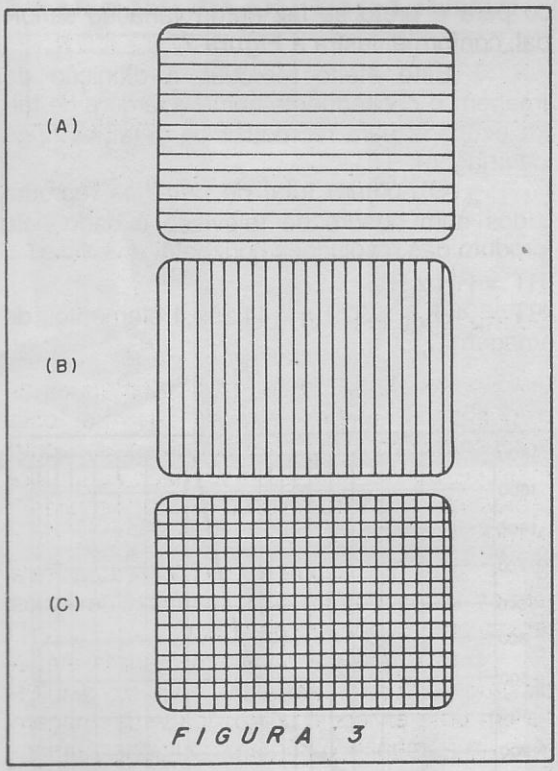


FIGURA 3

Na prática, convencionou-se arredondar este valor para 350 mil pontos pois considera-se apenas 500 linhas horizontais. Na realidade, das 525 linhas, 31,5 são apagadas para permitir o retorno da varredura vertical sobrando 493,5 linhas horizontais.

Resolução

Os menores elementos de imagem na televisão são reproduzidos nas linhas. Devido a isso, a altura do menor elemento de imagem corresponde a espessura de uma linha horizontal.

A **figura 4** apresenta o conceito de definição de imagem que é denominado de **Resolução,** considerando que as dimensões verticais e horizontais são representadas pelo número de linhas.

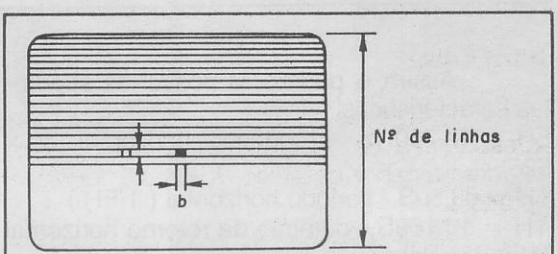


FIGURA 4

O menor detalhe de imagem em televisão é um quadrado cujos lados têm a dimensão da espessura de uma linha horizontal.

Cáculo da Resolução

Para estudarmos como se calcula o valor da resolução ou da definição de imagem em TV, vamos recordar que o processo de varredura horizontal e vertical é produzido por um conjunto de bobinas magnéticas (Y0KE) que recebem uma corrente alternada na forma de dente-de-serra, conforme ilustra a **figura 5.** Na **figura 6** vemos o jofo YOKE onde estão as bobinas magnéticas que desviarão o feixo de elétrons.

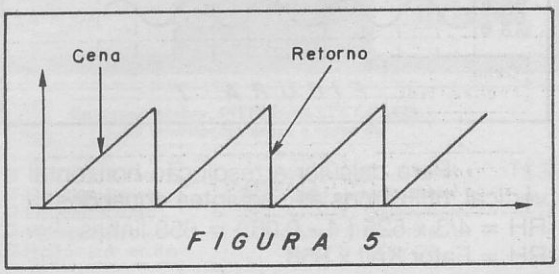


FIGURA 5

Para que apenas linhas horizontais sejam traçadas, o retorno dos movimentos horizontais e verticais deve ser apagados.

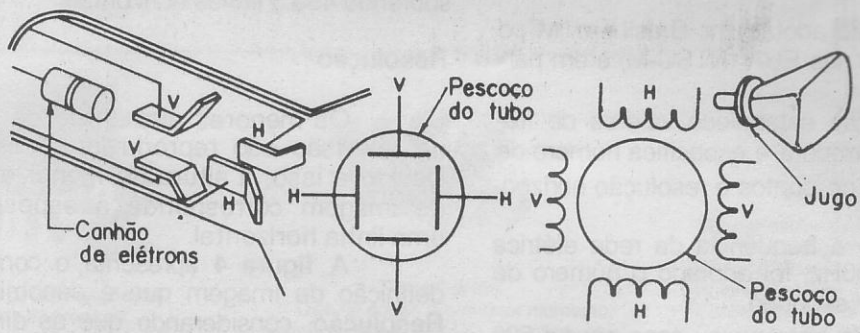


FIGURA 6

Assim, o padrão M possui as seguintes características:

FH = 15.750Hz - Freqüência horizontal (30 x 525)

TH = 63,5µS - período horizontal (1/FH)

TH = 10,16uS - duração de retorno horizontal (16% de TH)

N = 493,5 - linhas realmente visíveis

NO = 31,5 - linhas apagadas durante o retorno vertical

FV – 60Hz - Freqüência de varredura vertical

TV – 16,67m Seg - período vertical (1/60)

TRV – 1m Seg - duração do retorno vertical (0, 06 x TV)

RH = Resolução horizontal = 438,6 linhas

RV = Resolução vertical = 329 linhas

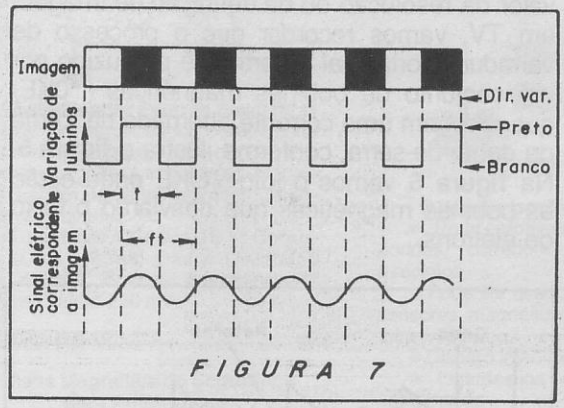


FIGURA 7

Para calcular a resolução horizontal e vertical, utilizamos as seguintes equações:

RH = 4/3 x 525 (1 - 0,06) = 658 linhas

RH = Fator Kell x 658

RH = 2/3 x 658

RH = 438,6 linhas

RV = 525 (1 - 0,06) = 493,5

RV = Fator Kell x 493,5

RV = 2/3 x 493,5

RV = 329 linhas

O fator Kell representa a relação entre o número de linhas úteis na reprodução do detalhe vertical para o número total de linhas visíveis.

O fator Kell adotou o valor 2/3. Este fator Kell considera que devido ao diâmetro finito do feixo eletrônico, a transição do branco para o preto se faz numa variação senoidal, conforme ilustra a **Figura 7.**

Este efeito reproduz a difinição da imagem e consequentemente a largura de faixa ocupada para reproduzir os detalhes finos da imagem.

O número total de detalhes reproduzidos num quadro de televisão é dado pelo produto das resoluções horizontal e vertical.

RT = RH x RV

RT = 438,6 x 329 = 144.299,4 elementos de imagem.

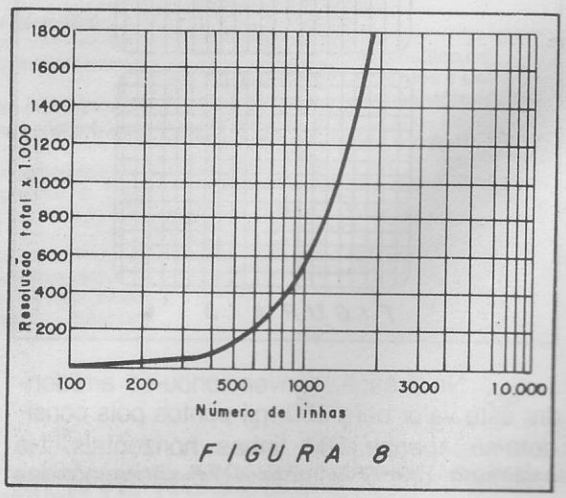


FIGURA 8

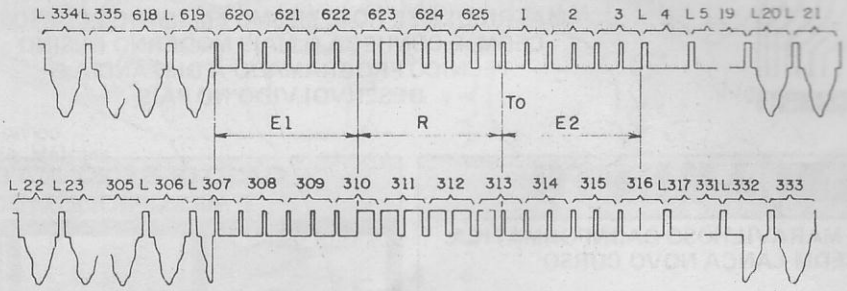


FIGURA 9

Só para o leitor ter um parâmetro de comparação um filme de cinema de 35mm possui 500.000 elementos de imagem.

A resolução total pode ser calculada através de gráficos, como ilustra a **figura 8.**

Sinal de Vídeo

A figura 9 representa o sinal de vídeo correspondente a uma imagem (cena) completa.

O menor detalhe de imagem define a maior freqüência. Visivelmente, este menor detalhe dura 0,243 micro segundos.

Pela fórmula de que F = 1/T, teremos: F = 1/0,243mS = 4,11MHz.

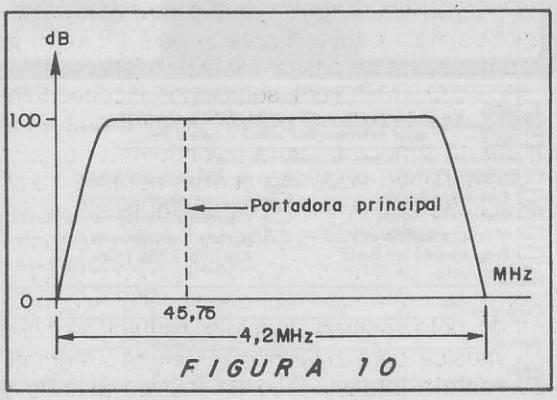


FIGURA 10

Foi por isso que adotou-se a largura de 4,2MHz para a largura de vídeo no padrão M, conforme vemos na **figura 10.**

A largura de 4,2MHz é suficiente para uma resolução de até 150.000 elementos de imagem.

A todos estes conceitos comentados, soma-se ainda o fato de que é utilizada a varredura entrelaçada. Primeiro varre-se todas as linhas ímpares e depois todas as linhas pares. Isto significa que a resolução real vai cair pela metade, razão pela qual se considera um valor em torno de 220 linhas por campo.

Conclusão

Estamos no auge de um novo desenvolvimento na TV: é a televisão de alta resolução, que pode chegar até 1000 linhas horizontais. Em artigos futuros, pretendemos abordar esta nova tecnologia. Pelo fato de tudo estar relacionado com a resolução de imagem, achamos oportuno apresentar este artigo, pois ele conceituou a resolução e definição de TV.

CAP - Chave Automática de Pulsos

Aldoberto Lopes

Chave Automática de Pulsos foi o nome que escolhemos para esse projeto, que nos deu a sigla CAP.

Trata-se de um circuito que apresenta em sua saída um sinal de controle (nível alto de tensão) enquanto em sua entrada aplicam-se pulsos, sendo que sua implementação inicialmente se deve a aplicações de pulsos senoidais (áudio), embora funcione com outras formas de onda.

Dizemos que inicialmente o projeto destina-se a funcionar com pulsos senoidais porque o ponto de partida para elaborá-lo se deve a uma aplicação do mesmo em conjunto com aparelhos de som, para efetuar um controle que desejávamos e que nos levou à sua criação.

A idéia de criar esse circuito surgiu de uma comparação entre um aparelho de som (2x1) antigo, datado de meados de 77, e os atuais, ou ao menos recentes.

Mais particularmente, a comparação foi entre os toca-discos.

No antigo, notei que havia um recurso interessante e que não mais encontramos nos aparelhos recentes.

Com o término do disco, além de retornar o braço ao suporte e cessar a rotação do prato (o que os recentes também fazem), aquele toca-discos ainda desligava automaticamente o amplificador, ou seja, ele se auto-desativava, não mais consumindo energia elétrica.

Apesar de todo o sistema automático ser mecânico, percebi que poderia "imitá-lo" eletronicamente e dotar um aparelho moderno desse recurso.

E mais, poderia estendê-lo também para o toca-fitas do aparelho, no caso de ser um 3x1, ou então acrescentar o recurso em um sistema modular, onde o amplificador é independente do tape-deck e toca-discos, que se auto-desligaria com o término da fita ou do disco.

Aqui é importante ressaltar que o circuito passará a fazer parte do sistema de som, e quando o sistema se auto-desativar deveremos ter consumo nulo de energia elétrica, ou seja, até o CAP deverá "sair do ar".

Uma das desvantagens de não se ter esse recurso nos aparelhos modernos: às vezes, quando estamos ouvindo uma fita ou um disco, por algum motivo temos que sair de perto do aparelho de som, por exemplo, para atender algum vizinho no portão, ou então às vezes nem ficamos perto do aparelho, deixamos o volume alto e exercemos outras atividades, como lavar o carro, montar circuitos da Eléctron no quarto de empregada (transformado em laboratório), enfim; com isso, acabamos nos distraindo e até esquecendo da música; resultado: a fita ou o disco termina e nem damos conta; é certo que o mecanismo possui um sistema de auto-stop, mas o amplificador continua ligado, e é comum só percebermos isso muitas horas depois (comigo já aconteceu de se passar mais de 18 horas!).

O CAP vem solucionar inconvenientes desse tipo, e ainda vai permitir que você tire uma soneca no sofá ouvindo música, sem se preocupar, podendo dormir horas e horas depois de ser "embalado" pela música.

Outras aplicações incluem: interruptor acústicos, acionado pela saída do pré-amplificador de um microfone; alarme acústico, operando pelo mesmo princípio; redutor de nível de música para DJs, que diminuirá automaticamente a intensindade da música quando o

Disc-Jockey falar ao microfone; alarme de infra-vermelho (receptor); etc.

O Circuito

Na **figura 1** temos um diagrama em blocos do sistema, sendo o circuito correspondente mostrado na **figura 2**. Esse diagrama não é aplicativo, apenas representa o circuito principal.

Enquanto na entrada são aplicados pulsos, o 555 na configuração de detetor de perda de pulsos mantém sua saída em nível alto de tensão.

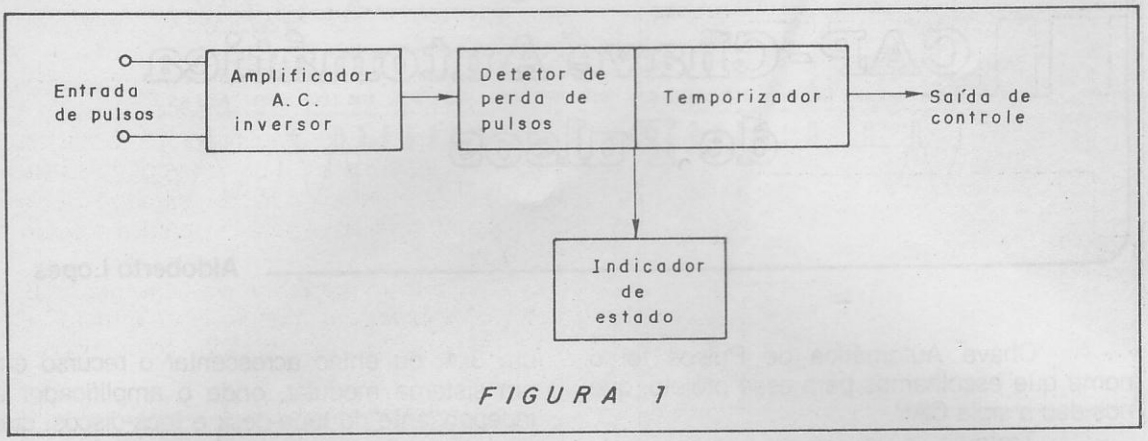


FIGURA 1

Vamos analisar primeiramente como funciona o detetor de perda de pulsos (missing-pulse detector em inglês).

Para facilitar a compreensão, vamos supor que sua entrada (pino 2) esteja recebendo um trem de pulsos (pulsos consecutivos), como mostra o diagrama de tempo da **figura 3**

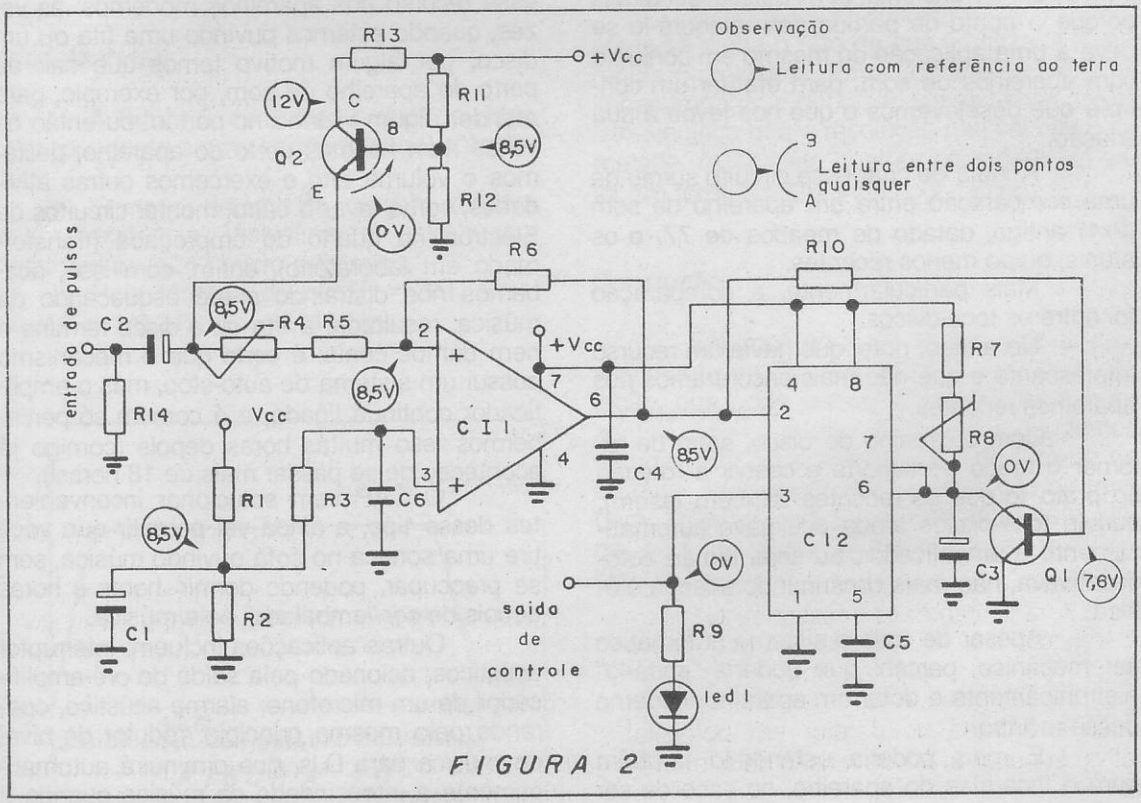


FIGURA 2

Com o primeiro pulso de descida recebido pela entrada trigger (pino 2), ou seja, quando seu nível de tensão cai abaixo de 1/3 da tensão de alimentação, a saída do 555 (pino 3) passa ao nível alto ("1").

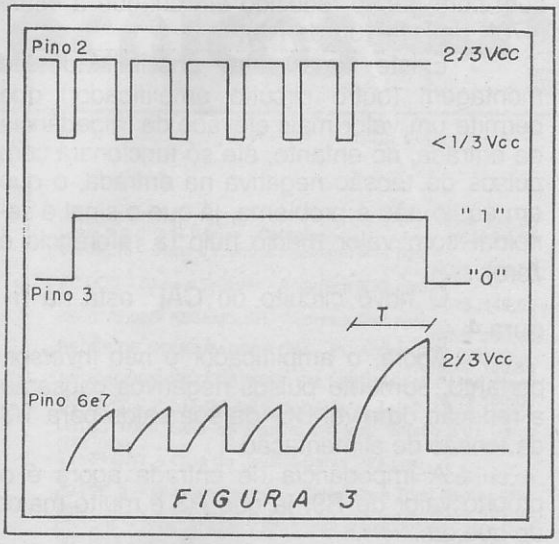


FIGURA 3

Inicia-se então a carga do capacitor C3, via R7 e R8.

Se esse capacitor atingir 2/3 da tensão de alimentação, o temporizador completa seu período levando a saída do CI novamente a "0", descarregando C3 através do pino 7.

No entanto, se o circuito receber um novo pulso antes que se complete o período do temporizador (antes que C3 atinja 2/3 da tensão de alimentação), esse pulso irá descarregar o capacitor via transistor Q1, reduzindo significativamente seu potencial.

Portanto, a saída (pino 3) permanece em "1" até que haja uma interrupção no trem de pulsos que redispara o Timer.

Com a falta de pulsos, decorrido o tempo para o qual o temporizador foi calculado (tempo para C3 atingir 2/3 da tensão da alimentação), a saída vai a "0", permanecendo nesse estado.

Note que para C3 conseguir atingir 2/3 da tensão de alimentação, Q1 não deve conduzir, portanto, em sua base precisamos ter um potencial mínimo de 2/3 da tensão de alimentação (não considerando a queda de 0,6 a 0,7 na junção base-emissor de Q1) para que a junção base-emissor de Q1 permaneça sempre reversamente polarizada.

Portanto, a perda de pulsos significa manter a entrada do detetor em potencial igual ou superior a 2/3 da tensão de alimentação.

O circuito responsável pela entrega de pulsos sucessivos ao detetor (555) é um amplificador inversor montado com o amplificador operacional TL071.

A sua saída (pino 6) é fixada em um nível DC de repouso pouco acima de 2/3 da tensão de alimentação, para garantir que na falta de pulsos na entrada a junção base-emissor de Q1 fique reversamente polarizada durante a carga de C3.

Esse nível DC é resultante do divisor de tensão formado por R1,R2 e C1.

O ganho do amplificador é a relação R6/(R4+R5), onde R4 é um trim-pot de ajuste que permite uma faixa de variação que vai de 37 a 1000, aproximadamente, para o módulo do ganho.

C2 é um capacitor de passagem que torna o amplificador atuante apenas para sinais alternantes, bloqueando componentes contínuas.

Como o amplificador é inversor, um pulso positivo na sua entrada aparecerá como pulso negativo na saída, multiplicado pelo ganho.

Para disparar o 555 é necessário que o pino 2 passe ao potencial de 1/3 da tensão de alimentação, ou seja, o pulso positivo da entrada deve ter amplitude tal que multiplicada pelo ganho do amplificador resulte um pulso negativo na saída de -1/3 da tensão de alimentação, que somando com 2/3 do nível DC resultará o valor necessário ao disparo do Timer (1/3 da tensão de alimentação).

Vamos fixar uma tensão de alimentação de 12V.

Assim, 1/3 de Vcc passa a ser 4V e 2/3 de Vcc será igual a 8V.

Precisaremos então um pico do pulso de entrada do amplificador inversor de valor mínimo calculado por:

$$Vp = 4/1000 = 4\ mV$$

onde = 4 - 1/3 de Vcc
1000 - ganho máximo do amplificador inversor

Portanto, o circuito é bastante sensível.

Contudo, iremos prejudicar um pouco essa sensibilidade para garantir que o circuito funcione corretamente, uma vez que iremos considerar no projeto possíveis tolerâncias de componentes.

Assim, aproximaremos esse valor mínimo para 6mV, que não deixa de ser uma ótima situação.

O transistor Q2, resistores R11, R12 e R13 reduzem o tempo de duração do transiente de carga de C2, que acontece sempre quando o circuito é ligado.

Sem esses componentes, C2 iria atingir sua tensão de regime permanente de funcionamento carregando-se através de R6.

Como esse resistor tem valor elevado, o transiente de carga seria muito duradouro (constante R6.C2 alta) e o circuito somente funcionaria como amplificador quando ele terminasse, o que levaria vários segundos para ocorrer, e isso pode não ser tolerante, conforme a aplicação que se faça para o CAP.

Considerações Importantes

1- Impedância de Entrada (I)

No circuito da **figura 2** a impedância de entrada é a soma dos valores resistivos de R4 e R5, portanto de acordo com a posição de R4, varia de 1K8 a 48K8.

Uma das aplicações do projeto, que vamos abordar, é a que citamos no início do artigo (auto-stop automático).

Nessa, iremos aplicar ao CAP o sinal de áudio obtido diretamente da caixa acústica do amplificador.

A impedância nominal do alto-falante é de 8 ohms, portanto, 1K8 de impedância de entrada não se fará sentir pelo amplificador, que tem impedância de saída igual à do alto-falante, e o acoplamento poderá ser diretamente, sem problemas funcionais.

No caso de necessitar-se de impedância de entrada elevada, como por exemplo ao extrair-se sinal da saída de um pré-amplificador, utilize resistores de valor mais elevado para R6,R4 e R5, por exemplo, multiplique-os por 10, mantendo assim a mesma relação de ganho. Nesse caso, troque também R3, mantendo-o com o mesmo valor de R6.

A impedância mínima passará então a ser de 18K.

2- Freqüência

O circuito responde com ganho máximo do amplificador inversor para sinais senoidais com freqüência acima de 400Hz.

Para freqüências inferiores, garantimos o funcionamento desde que a amplitude mínima de pico do sinal de entrada seja maior do que 6mV, tanto maior quanto menor a freqüência.

Por exemplo, em 60Hz no nosso protótipo foi necessário um sinal com aproximadamente 10mV de pico para acionar o CAP.

3- Impedância de Entrada (II)

No ítem 1 comentamos como aumentar a impedância de entrada, aumentando o valor dos resistores, no entanto, ainda assim ficamos limitado ao valor mínimo de 18K, embora com ganho reduzido ele chegue a 488K (470K de R4+18K de R5).

Existe uma outra possibilidade de montagem (outro circuito amplificador) que permite um valor mais elevado de impedância de entrada, no entanto, ele só funcionará com pulsos de tensão negativa na entrada, o que em áudio não é problema, já que o sinal é senoidal com valor médio nulo (a referência é zero).

O novo circuito do CAP está na **figura 4**.

Agora, o amplificador é não inversor, portanto, somente pulsos negativos causarão a redução do nível DC da sua saída para 1/3 da tensão de alimentação.

A impedância de entrada agora é o próprio valor de R9, já que R3 é muito maior do que ele.

Utilizamos o valor de 180K para R9. O capacitor C2 é para que o circuito fique imune a sinais espúrios.

4- Ruídos

Para que o circuito funcione corretamente com sinais (pulsos) abaixo de 100mV, é importante ser bastante cuidadoso com a filtragem da fonte, que deve ser estabilizada, podendo-se utilizar um regulador da linha 78XX, no caso o 7812, ligações blindadas e componentes confiáveis.

Montagem

Na **figura 5** temos o lay-out de uma placa de circuito impresso para a montagem do circuito da **figura 2.**

A placa da **figura 6** é para o circuito da **figura 4.**

Utilize soquete para os CIs.

Verificação de Tensões

Nos circuitos das **figuras 2** e **4** estão indicados valores de tensões medidos em alguns pontos com um multímetro digital (escala DC de tensão).

Essas medidas foram tomadas sem sinal aplicado na entrada e com a saída do temporizador em nível baixo de tensão (led 1 apagado).

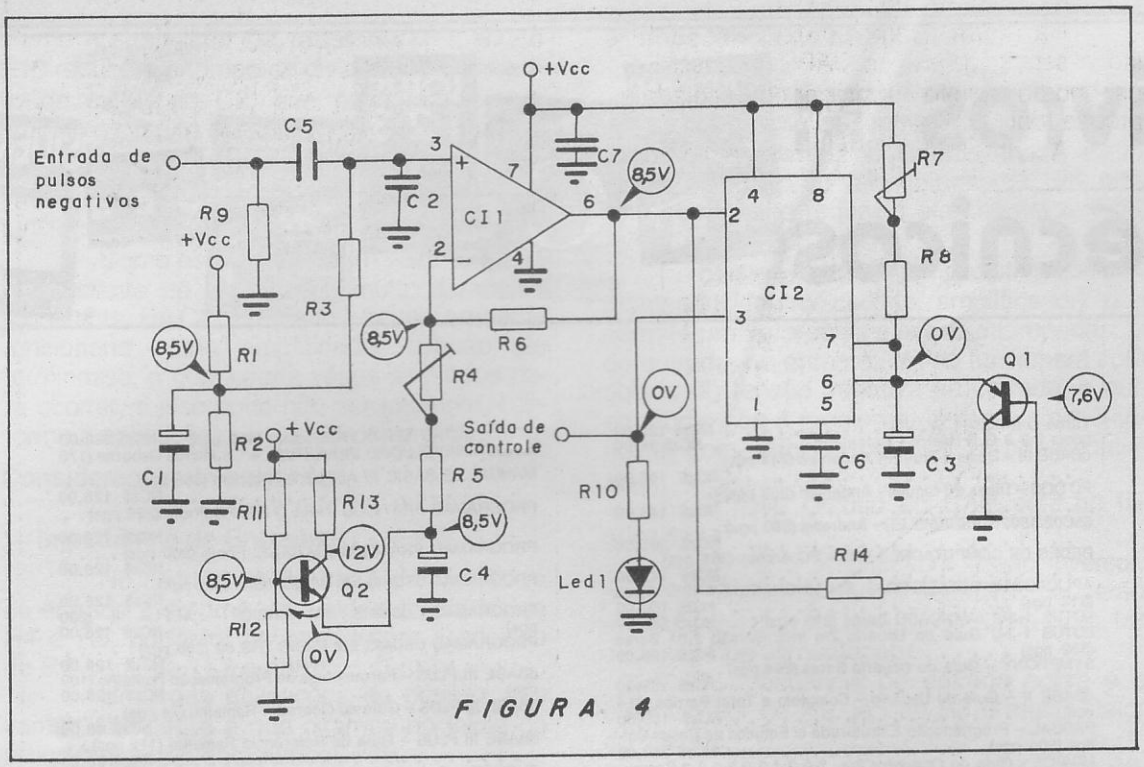


FIGURA 4

Depois de montado o(s) circutio(s), certifique-se de que os valores de tensão nos pontos considerados estejam próximos dos que obtivemos nos protótipo.

Um valor muito importante, que pode trazer problemas funcionais imediatos, é o Vbe do transistor Q2.

Esse valor deve ser menor que 0,5V, inclusive podendo ser negativo, ou seja, o emissor pode ser mais positivo que a base.

O importante é que, passado o transiente de carga de C2,Q2 fique cortado, para que não surja diferença de potencial DC entre o ponto A e a entrada inversora do CI1.

Aplicação

A aplicação que faremos para o CAP é a que mencionamos no início: auto-stop para sistemas de som.

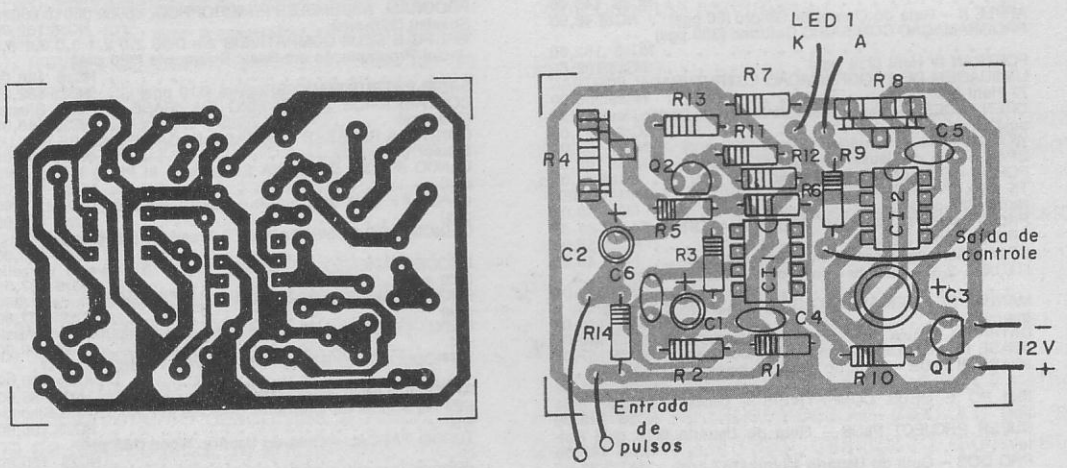


FIGURA 5

Na **figura 7** temos o diagrama do circuito a ser ligado com o CAP que descrevemos, onde o circuito no interior do tracejado é a própria fonte do CAP.

A entrada é ligada em paralelo com uma das caixas acústicas ou seja, em uma das saídas do amplificador.

Sua saída (saída de controle) controla o relé RL1 através do estágio de potência R1 e Q1.

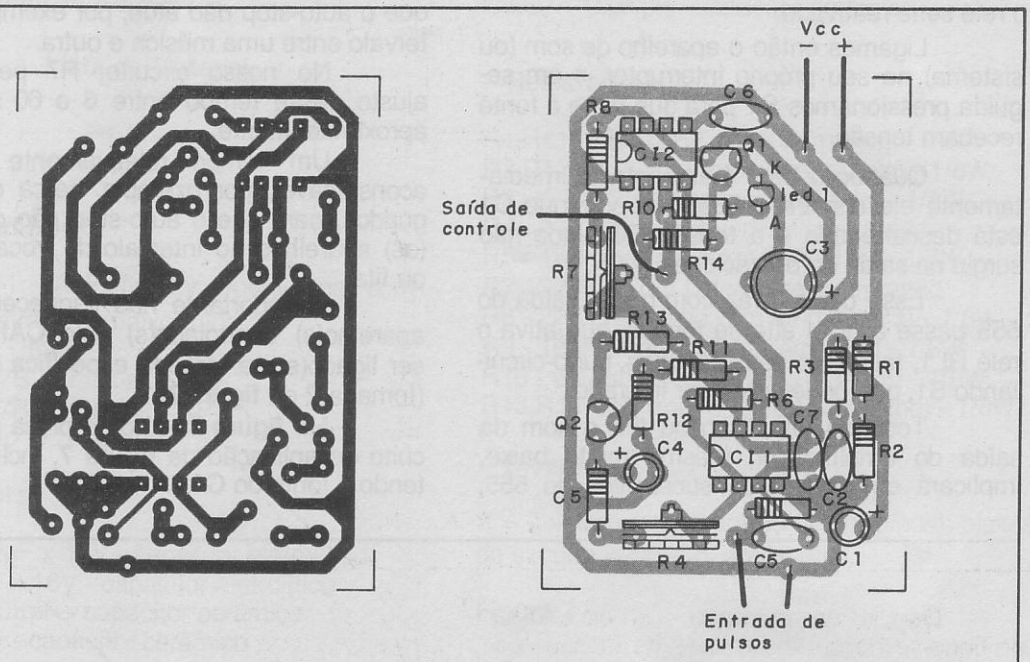


FIGURA 6

Os contatos do relé interrompem a tensão A.C. da rede, e enquanto S1 está aberto, e o relé também, a fonte do CAP e o aparelho ou sistema de som não a recebem, ficando desligados.

Além disso, um dos contatos do relé interrompe ainda a linha positiva da tensão DC de 12V de alimentação do CAP.

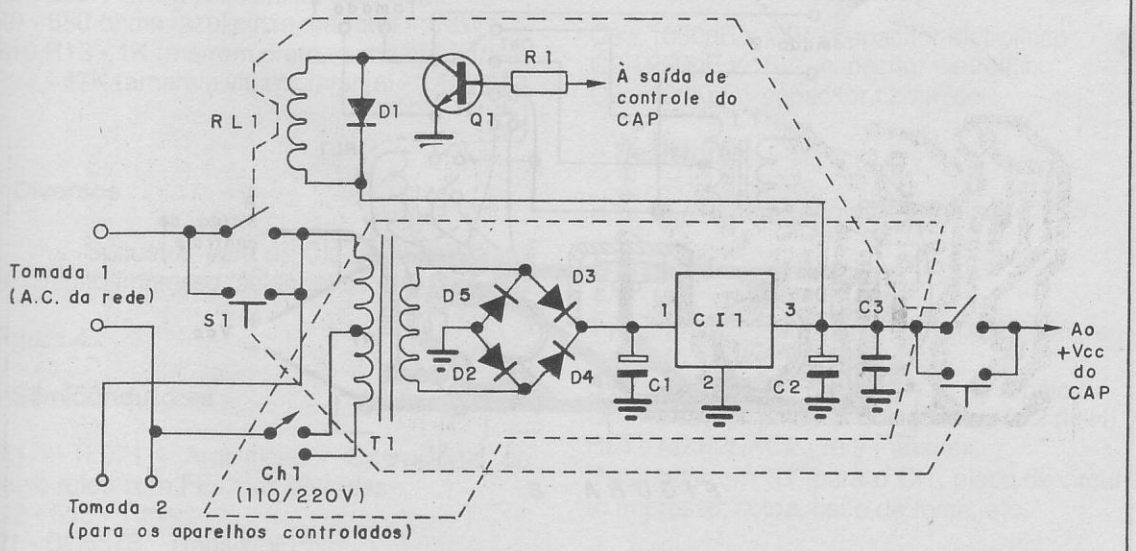


FIGURA 7

Ele é necessário para que, assim que a saída do temporizador passe a "0" e o relé abra, o corte da tensão D.C. não permita que o 555 redispare pela redução da tensão de saída do CI1 (amplificador), o que ocorreria caso interrompessemos apenas a linha A.C., e o relé seria reativado.

Ligamos então o aparelho de som (ou sistema) no seu próprio interruptor, e em seguida pressionamos S1 para que ele e a fonte recebam tensão.

Quando o CAP é alimentado, imediatamente ele dispara o 555, uma vez que C1 está descarregado e a tensão DC ainda não surgiu na saída do operacional.

Esse disparo faz com que a saída do 555 passe a nível alto de tensão, que ativa o relé RL1, fechando seus contatos, curto-circuitando S1, que pode então ser liberado.

Tocando um disco ou fita o som da saída do amplificador, mesmo muito baixo, implicará em redisparos sucessivos do 555, que então irá manter sua saída em "1".

Quando terminar a fita ou o disco, cessarão também os redisparos do 555, que reconhece a perda de pulsos depois de um certo tempo dela ter acontecido.

Essa temporização é necessária para que o auto-stop não atue, por exemplo, no intervalo entre uma música e outra.

No nosso circuito, R7 permite um ajuste desse tempo entre 6 e 60 segundos, aproximadamente.

Um tempo relativamente longo é aconselhável, por exemplo, cerca de 15 segundos, para que o auto-stop não desligue o (os) aparelhos no intervalo de troca de disco ou fita.

É importante não esquecer que o(s) aparelho(s) controlado(s) pelo CAP deve(m) ser ligado(s) na tomada específica do circuito (tomada 2 da **figura 7**).

Na **figura 8** temos a placa para o circuito de aplicação da **figura 7**, inclusive contendo a fonte do CAP.

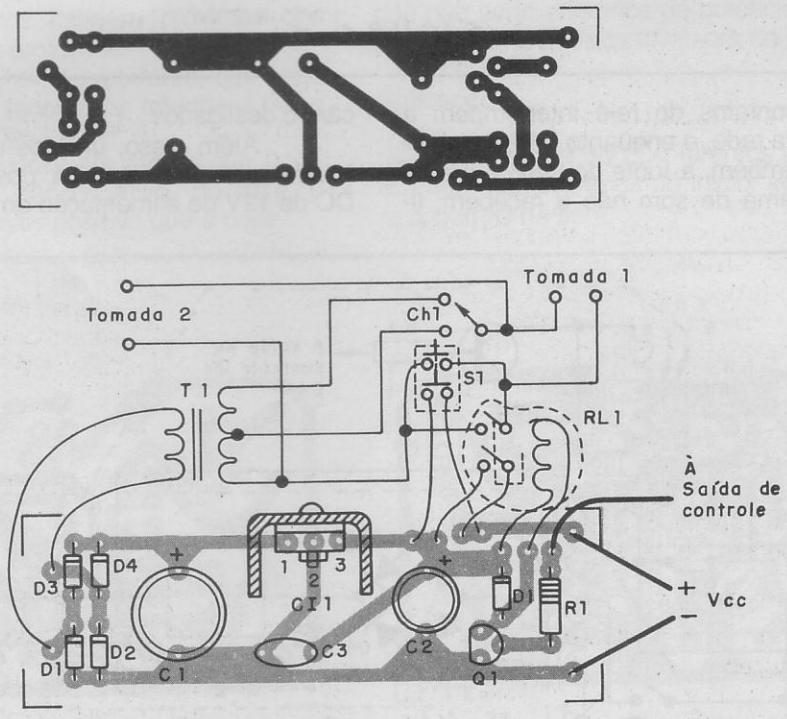


FIGURA 8

Muitas aplicações são possíveis para esse projeto, faça suas experiências e nos escreva enviando circuitos que você venha a elaborar com o CAP para publicarmos na seção BANCADA DO LEITOR que futuramente será publicada na Eléctron.

Lista de Material

Figura 2

– Semicondutores

CI1 - TL071 - Amplificador Operacional com FET nas entradas e baixo ruído
CI2 - 555 - Timer
Q1 - BC557B - Transistor PNP
Q2 - BC547B - Transistor NPN
Led1 - diodo led qualquer

– Capacitores

C1,C2 - 2,2µF x 16V - capacitor eletrolítico
C3 - 220µF x 16V - capacitor eletrolítico
C4,C5 - 100KpF - capacitor cerâmico
C6 - 47KpF - capacitor cerâmico

– Resistores

R1,R11 - 6K8 (azul,cinza,vermelho) - 1/8W
R3,R6 - 1M8 (marrom,cinza,verde) - 1/8WR4
R4 - 47K - Trim-pot vertical com botão
R5 - 1K8 (marrom,cinza,vermelho) - 1/8W
R7 - 22K (vermelho,vermelho,laranja) - 1/8W
R8 - 220K - Trim-pot vertical com botão
R9 - 680 ohms (azul,cinza,marrom) - 1/8W
R10,R13 - 1K (marrom,preto,vermelho) - 1/8W
R14 - 47K (amarelo,violeta,laranja) - 1/8W

– Diversos

Soquetes para os CIs (8 pinos), placa de circuito impresso, solda, etc.

Figura 4

– Semicondutores

CI1 - TL071 - Amplificador Operacional de baixo ruído com FET nas entradas
CI2 - 555 - Timer
Q1 - BC557B - Transistor PNP
Q2 - BC547B - Transistor NPN
Led1 - diodo led qualquer

– Capacitores

C1,C4 - 2,2µF x 16V - capacitor eletrolítico
C2 - 47pF - capacitor cerâmico
C3 - 220µF x 16V - capacitor eletrolítico
C5 - 1KpF - capacitor de poliéster ou cerâmico
C6,C7 - 100KpF - capacitor cerâmico

– Resistores

R1,R11 - 6K8 (azul,cinza,vermelho) - 1/8W
R2,R12 - 18K (marrom,cinza,laranja) - 1/8W
R3,R6 - 1M8 (marrom,cinza,verde) - 1/8W
R4 - 47K - Trim-pot vertical com botão
R5 - 1K8 (marrom,cinza,vermelho) - 1/8W
R7 - 220K - Trim-pot vertical com botão
R8 - 22K (vermelho,vermelho,laranja) - 1/8W
R9 - 180K (marrom,cinza,amarelo) - 1/8W
R10 - 680 ohms (azul,cinza,marrom) - 1/8W
R13,R14 - 1K (marrom,preto,vermelho) - 1/8W

– Diversos

Soquetes para os CIs (8 pinos), placa de circuito impresso, solda, etc.

Figura 7

– Semicondutores

CI1 - 7812 - regulador positivo - 12V
D1 - 1N4148 - diodo de silício uso geral
D2,D3,D4,D5 - 1N4001 - diodo retificador de silício
Q1 - BC337 - transistor NPN

– Capacitores

C1 - 1000µF x 25V - capacitor eletrolítico
C2 - 220µF x 16V - capacitor eletrolítico
C3 - 100KpF - capacitor cerâmico

– Resistores

R1 - 4K7 (amarelo,violeta,vermelho) - 1/8W

– Diversos

T1 - transformador primário 110/220 Vac, secundário 12 Vac x 0,5A
S1 - interruptor de pressão N.A. de 2 pólos
Ch1 - chave 1 pólo x 2 posições ou 2x2 (H-H)
RL1 - MXF2NAC2 - relé metaltex
Dissipador em "U" para o CI1, placa de circuito impresso, solda, cabo de força, etc.

Servo Capstan do NV – 260

Sergio R. Antunes

Introdução

Dando continuidade à seção de reparação, abordaremos neste artigo o servo capstan do vídeo Panasonic modelo NV – 260, versão importada do Japão.

Como é de costume, forneceremos alguns detalhes teóricos do assunto, em seguida analisaremos o esquema elétrico e finalmente consideramos alguns defeitos e diagnósticos dos mesmos.

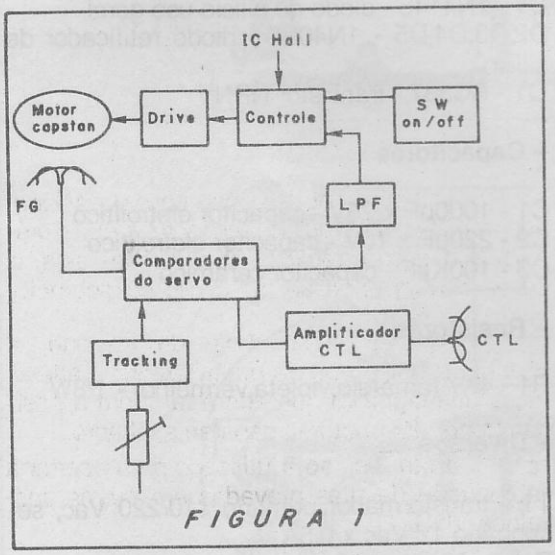


FIGURA 1

Descrição do servo capstan

A ação do servo capstan garante que os sinais de vídeo, áudio e controle sejam gravados corretamente na fita, além de controlar a velocidade do motor capstan que através do eixo capstan e do rolo pressor irá deslocar a fita sobre o cilindro rotativo.

Vamos orientar as explicações pela **figura 1**. Ali temos o diagrama em blocos simplificado do servo capstan. A simplificação foi adotada com o intuito de tornar este artigo de cunho prático.

Para efetuar o controle de velocidade do capstan utiliza-se o sensor FG (gerador de freqüência), que irá captar três valores diferentes, dependendo da velocidade do VCR, ou seja:

1 – 1080 Hz em SP (2 horas)
2 – 540 Hz em LP (4 horas)
3 – 360 Hz em SLP (6 horas)

O sinal FG ao entrar nos comparadores do servo, serão convertidos em dados de 8 bits para a correção da velocidade. Trata-se de um circuito digital do tipo PWM-modulador por lagura de pulsos.

Na **figura 2** ilustramos a ação de um circuito PWM. O funcionamento do PWM é comum tanto ao capstan como ao cilindro.

O FG fornece um sinal senoidal que posteriormente é dividido e transformado em sinal digital (pulsos quadrados).

A onda quadrada é aplicada ao comparador digital do servo que utiliza como referência a metade do sincronismo vertical, a saber, 30Hz.

A freqüência FG é então convertida pelos comparadores do servo em uma tensão DC (após passar pelo bloco LPF – filtro passa baixos).

Em condições normais, a forma de onda obtida nos comparadores será uma onda quadrada, com 50% de largura para nível alto e 50% de largura para nível baixo. Deste modo, a tensão será de 2,5V pois é o valor central.

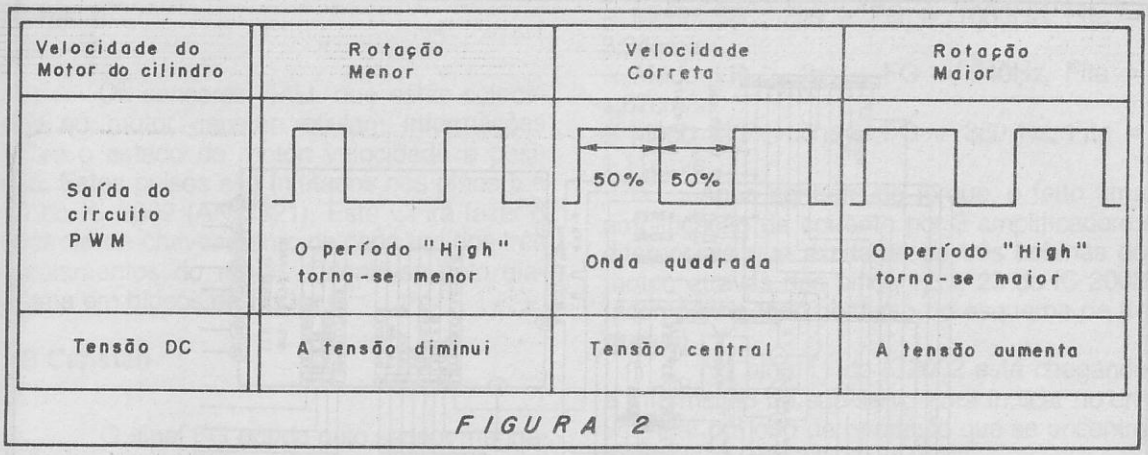


FIGURA 2

Se a rotação diminuir, o período ou largura do nível alto torna-se menor. Ao passar pelo filtro LPF, a tensão diminui. Esta tensão entrará no bloco de controle onde será comparada com a tensão da fonte de alimentação.

Na saída do bloco de controle, teremos a tensão diferenciada, que é a tensão de torque do motor (**figura 3**).

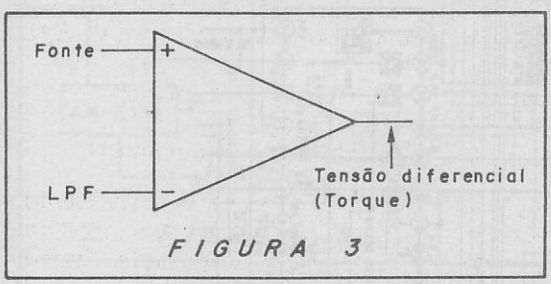


FIGURA 3

Se a rotação aumentar, a largura do nível alto aumenta e conseqüentemente a tensão LPF também aumenta.

Na gravação, o servo gera uma freqüência de 30 Hz que será amplificada pelo amplificador CTL a fim de registrar na pista CTL da fita a informação de velocidade.

Com a finalidade de manter a relação correta entre o servo do capstan e o servo do cilindro, o sinal de referência é produzido baseado no sinal de controle de fase do cilindro. A **figura 4** ilustra esta explicação.

A onda retangular proveniente do comparador de fase do cilindro é aplicada a um MM (multivibrador monoestável) onde se localiza o tracking.

Tracking é o termo utilizado para definir a capacidade das cabeças magnéticas coincidirem com as pistas gravadas na fita durante uma reprodução. O tracking é um potenciômetro que fica localizado no painel frontal do VCR.

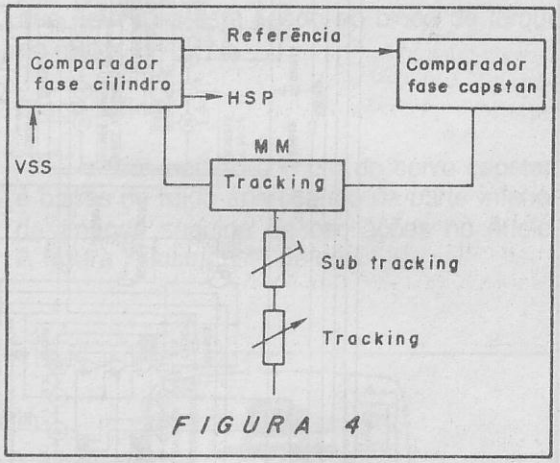


FIGURA 4

Um trim-pot em série com o tracking, denominado sub-tracking tem a função de pré-ajustar o ponto zero do tracking, ou seja, o ponto central onde se faz o clic do potenciômetro.

Através do controle de tracking, a constante de tempo do multivibrador é alterada, o que significa que altera também a posição (fase) dos motores capstan e cilindro.

Este recurso é utilizado para acertar a reprodução de fitas gravadas em outros aparelhos VHS.

Circuito servo capstan

Na **figura 5** temos o esquema elétrico parcial do servo capstan do vídeo NV 260 importado (da Panasonic).

Vamos analizar os sinais envolvidos e portanto, os sinais que podem ser verificados em um osciloscópio.

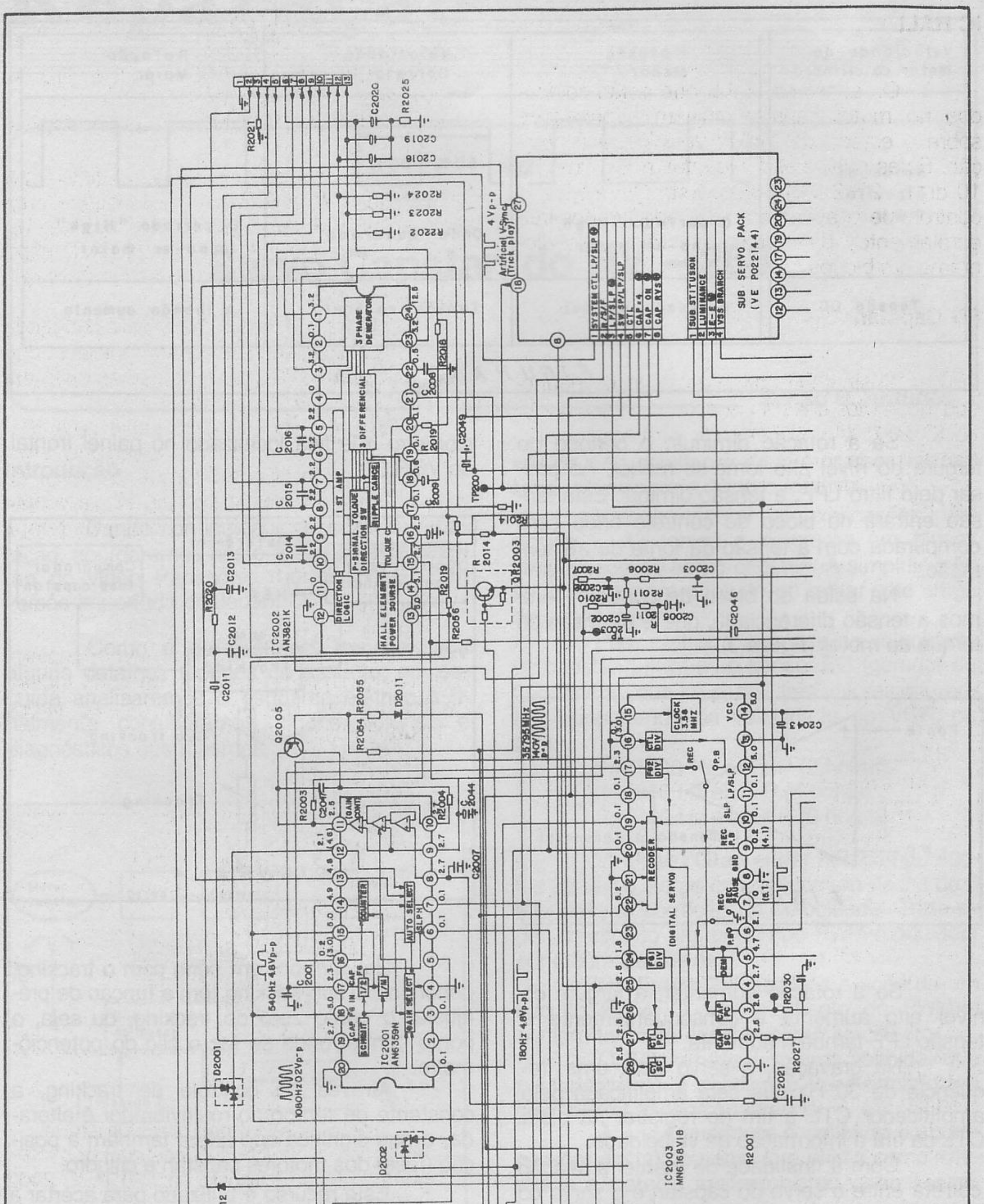

IC2002
AN3821K
IC2001
AN6359N
IC2003
MN6168VIB
SUB SERVO PACK
TP2004 REC
TP2004 PLAY
(TO SYSTEM CTL)
3 PHASE DENERATOR
3 DIFFERENCIAL
1 ST AMP
DIRECTION LOGIC
HALL ELEMENT POWER SOURSE
RECODER
(DIGITAL SERVO)
CLOCK 3.58 MHZ
180Hz 48Vp-p
540Hz 48Vp-p
4Vp-p

FIGURA 5

IC HALL

Os sensores HALL que estão colocados no motor capstan enviam informações sobre o estado do motor: velocidade e posição. Estes pulsos são injetados nos pinos 5 a 10 do IC 2002 (AN 3821). Este CI irá fazer o controle de chaveamento de cada um dos três enrolamentos do motor. Oriente-se pelo diagrama em blocos da **figura 6.**

FG Capstan

O sinal FG obtido pelo sensor magnético do motor capstan é aplicado ao pino 19 do IC 2001 (AN 6359) onde será amplificado, transformado em onda quadrada e dividido por 2 (entram 1080 Hz no modo SP e saem 540 Hz).

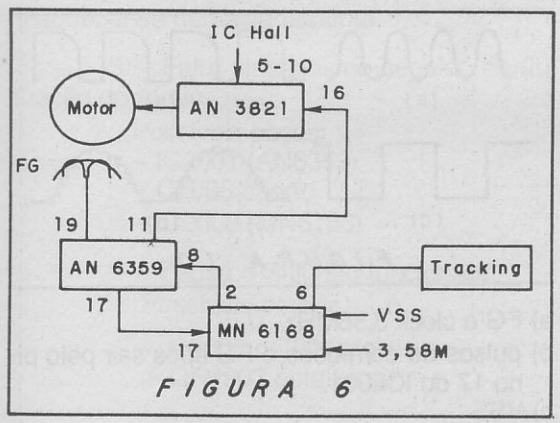


FIGURA 6

A saída, pino 17, é aplicada no pino 17 do IC 2003 (MN 6168) que é o servo digital.

No servo digital serão feitas as correções de fase e velocidade do motor capstan. Este CI utiliza como referência o pulso VSS (vertical digital) na gravação e o clock de croma de 3,58 MHz na reprodução.

Nos pinos 2 e 3 do IC 2003 sairão pulsos de correção de fase e freqüência que passarão pelo LPF – pino 8 do IC 2001.

LPF é o estágio que transforma um pulso em tensão DC de correção, também chamado de tensão de erro.

Esta tensão de erro é obtida amplificada no pino 11 do IC2001 e segue até o pino 16 do IC2002 (AN3821).

Neste pino 16 do IC 2002 encontra-se o estágio que controla o torque do motor capstan, que poderá trabalhar em 3 velocidades:

– Modo SP : 2hs – FG = 1080Hz, Fita = 3,34cm/s
– Modo LP : 4hs – FG = 540Hz, Fita = 1,67cm/s
– Modo SLP : 6hs – FG = 360 Hz, Fita = 1,11cm/s

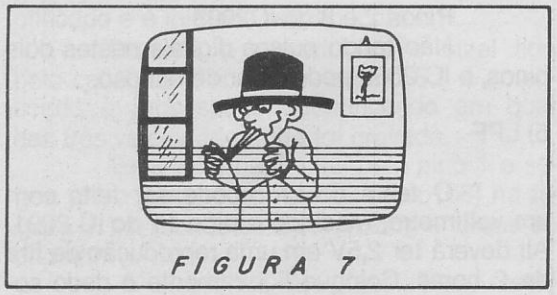
Após controle de torque, é feito uma amplificação de corrente por 3 amplificadores diferenciais que excitarão as três bobinas do motor, através dos pinos 1,3 e 23 do IC 2002 (acompanhe todo percurso no esquema da **figura 5**).

No pino 11 do IC2002 está chegando a informação do sub-servo para indicar no driver qual o modo de operação que se encontra o VCR: Pausa, Still, Rew ou FF.

O transistor QR2003 serve para chavear o driver do motor na operação stop. Quando ele é ativado, o torque do driver do motor diminui: a tensão do pino 19 cai, e note que este pino está ligado ao bloco de torque do motor.

Diagnóstico

Um defeito comum do servo capstan é barras de ruído aparecendo na parte inferior da imagen seguida de oscilações no áudio. A **figura 7** ilustra este defeito.


FIGURA 7

Adote os seguintes procedimentos:

1 – Medições de tensão DC nos circuitos integrados do servo capstan (IC 2001, IC 2002 e IC 2003).

2 – Verificação com um osciloscópio de 25MHz dos seguintes pontos:

1) IC Hall

Pinos 5 a 10 do IC2002.

Se houver ausência de um deles, o defeito está em um dos sensores colocados no motor.

2) FG

Pinos 19 (entrada) e 17 (saída) do IC 2001.

Não tendo sinal senoidal no pino 19, o defeito é o sensor magnético, colocado na parte inferior do mecanismo (**figura 8**).

Tendo sinal no pino 19 e não tendo onda quadrada no pino 17, o defeito é o IC2001.

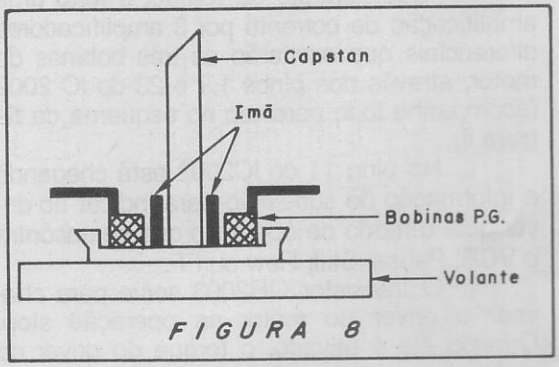


FIGURA 8

3) Servo digital.

CTL – pino 16 IC2003
FG – pino 17 IC2003
Clock 3,58M – pino 15 – IC2003

Na ausência de um destes sinais, o servo não funciona corretamente. Por se tratarem de entradas, o defeito não está neste CI mas nas fontes: CTL (cabeça), FG (IC2001) e clock (croma).

4) Correções

Pinos 2 e 3 do IC2003

Não tendo pulsos digitais nestes dois pinos, o IC 2003 pode estar defeituoso.

5) LPF

O teste do LPF pode ser feito com um voltímetro, medindo o pino 11 do IC 2001. Ali deverá ter 2,5V em uma reprodução de fita de 2 horas. Coloque ligeiramente o dedo sobre a polia do motor e verifique se a tensão neste pino 11 cai. Se isto ocorrer, o servo está bom. O defeito, neste caso estará no drive – IC2002.

Por outro lado, se não variar a tensão de 2,5V, o defeito poderá estar no IC2001, IC2003 e componentes adjacentes.

6) Drive

Pinos 1,3 e 23 do IC2002.

Falhando um destes pinos, o servo capstan não funciona corretamente.

7) Tracking

Medir pino 6 do IC2003 com o osciloscópio.

Gire o potenciômetro do tracking em três posições: anti-horário, horário e central (no clic). Deverá obter as formas de ondas da **figura 9**. Caso isto não ocorra, o defeito poderá estar no trim-pot sub-tracking ou no próprio potenciômetro. Há também o CI AN6356 (IC2005) que não foi mostrado neste artigo mas que foi apresentado no artigo do mês anterior, na consideração do servo cilindro. Ele também pode apresentar instabilidade da imagem e defeito de tracking.

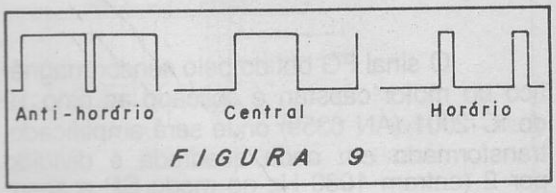


FIGURA 9

Na **figura 10** apresentamos o esboço de 4 formas de ondas comums:

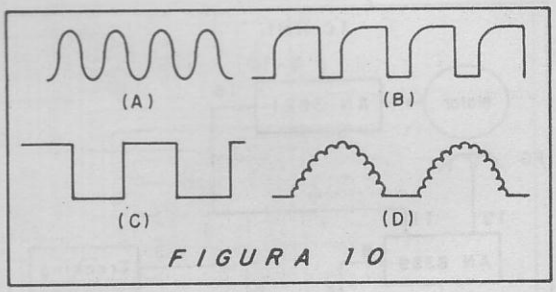
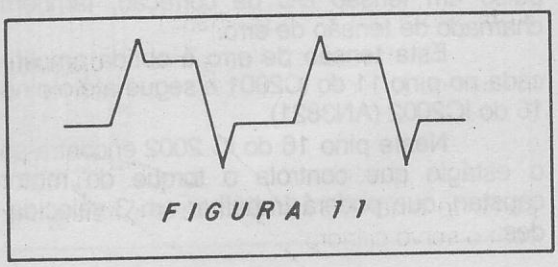


FIGURA 10

a) FG e clock 3,58MHz
b) pulsos de correções e FG após sair pelo pino 17 do IC2001.
c) VSS
d) Saída do drive do capstan e IC HALL do capstan.

Ao observar as formas de ondas no osciloscópio devemos estar atentos não só nas amplitudes de tensão pico-a-pico, mas também na simetria das figuras.

Por exemplo, uma forma de onda irregular, como ilustra a **figura 11** indica que o circuito está recebendo ou emitindo ruídos e que portanto há deficiência nas filtragens (algum capacitor ou filtro aberto) ou no processamento dos sinais (algum diodo ou transistor danificado).


FIGURA 11

Finalizando, queremos deixar registrado um comentário importante sobre reparações: antes de substituir qualquer componente, certifique-se de que o mesmo pode ocasionar o defeito diagnosticado.

Para ajudar neste processo, apresentamos alguns sintomas com o provável componente defeituoso.

1 – Motor do capstan não gira.

Possíveis peças:

- IC2002 (AN3821)
- C2006 em curto
- C2018 em curto
- C2019 em curto
- C2020 em curto

2 – Motor do capstan desliga após alguns minutos.

Possíveis peças:

- IC2002 (AN3821)

Nota: provável fuga do integrado, que após algum tempo em funcionamento começa a aquecer-se demasiadamente.

3 – Falta sincronismo seguido de flutuação do Áudio.

Possíveis peças:

- IC2001 (AN6359)
- C2006 aberto
- IC2003 (MN6168)

4 – Pausa e Still não funcionam.

Possíveis peças:

- Q2005 defeituoso
- QR2003 defeituoso

5 – Falta total do sincronismo, com crosstalk na imagem.

Possíveis peças

- IC2003 (MN6168)
- IC2002 (AN3821)

6 – Não grava e não gera o sinal do CTL.

Possíveis peças:

- IC2001 (AN6359)
- Chave de velocidade
- Cabeçote CTL
- IC2005 (AN6356)

Nota sobre o IC2005 (AN6356)

Na **figura 12** ilustramos o diagrama interno no IC2005. Este CI é responsável por 3 funções: Gerador do pulso HSP, tracking e processador CTL.

A gravação do pulso HSP, é feita a partir do sinal PG do cilindro e é feito junto com o servo cilindro.

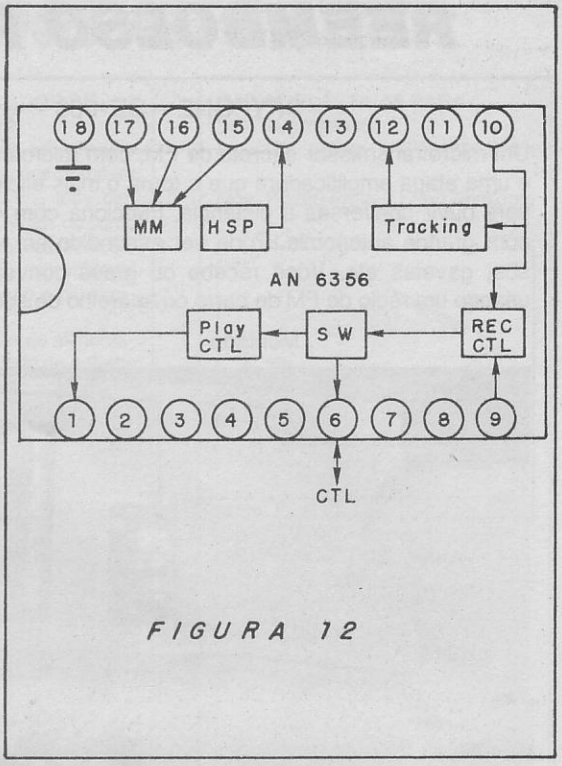


FIGURA 12

O tracking efetua a compensação de fase do servo capstan (fita).

O processamento CTL Rec/Play, é chaveado internamente ao pino 6. Durante a gravação, o sinal de 30Hz sai pelo pino 6 amplificado e é injetado no cabeçote CTL.

Durante a reprodução, o sinal lido pelo cabeçote CTL entra no pino 6 e é amplificado e processado, identificando em qual das três velocidade a fita foi gravada.

Esta informação sai pelo pino 1 e segue até o pino 16 do IC2003 (MN6168) na **figura 5**. Ali é onde será controlado o torque do capstan.

7 –Reproduz com crosstalk e/ou retraços.

Possíveis peças:

- IC2005 (AN6356)
- IC2001 (AN6359)
- Potenciômetro do tracking
- Cabeçote CTL gasto

Nota: um sintoma de que o cabeçote CTL está gasto é quando o som sai abafado ou quando ocorrer apitos no som seguido de ruídos na imagem. Neste caso deve-se trocar o cabeçote duplo CTL/aúdio.

Tubos Trinicom Utilizados em Câmeras

Sergio R. Antunes

Introdução

A Sony desenvolveu um tubo de raios catódicos para ser utilizado em câmeras (filmadoras), trazendo aperfeiçoamentos no tradicional tubo vidicom usado nas câmeras de outras marcas.

O tubo trinicom é basicamente um tubo vidicom de 2/3 de polegada.

O alvo do trinícom é formado por uma camada fotocondutiva e um filme condutivo transparente. Para produzir o sinal de croma, o alvo do tubo trinícom utiliza um filme condutivo modificado e um filtro especial que contém as 3 cores primárias: Vermelho, Verde e Azul (RGB).

Conforme vemos na **figura 1** existem 280 conjuntos de faixas de vermelho, verde e azul arranjados verticalmente na frente do alvo fotocondutivo.

O filme condutivo do trinicom é chamado de eletrodo de índice. Este eletrodo é colocado entre o filtro RGB e a camada fotocondutiva. O eletrodo de índice é um material condutivo que é gravado em duas áreas produzindo dois padrões intercalados, conforme ilustra a **figura 2.**

Esses 2 padrões intercalados e interdigitados (vamos chamar de dedos) formam faixas verticais de materiais condutivos e pela **figura 3** pode-se notar que estão conectados alternadamente.

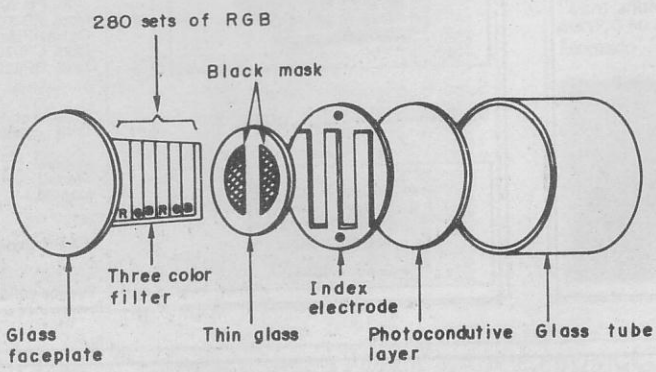


FIGURA 1

A chapa plana de vidro mostrada na **figura 1** é de vidro comum não condutivo e é utilizada para proteção do tubo. O vidro fino com a máscara negra proporciona um ponto de referência (início e término) para a informação de vídeo. Em outras palavras, a informação de vídeo desenvolvida pelo alvo corresponde à imagem focalizada na parte intermediária da máscara negra.

Os 3 filtros de cor mostrados na **figura 4** (a) permitem que os valores separados de cores afluentes passem de modo a decompô-las nas 3 cores primárias.

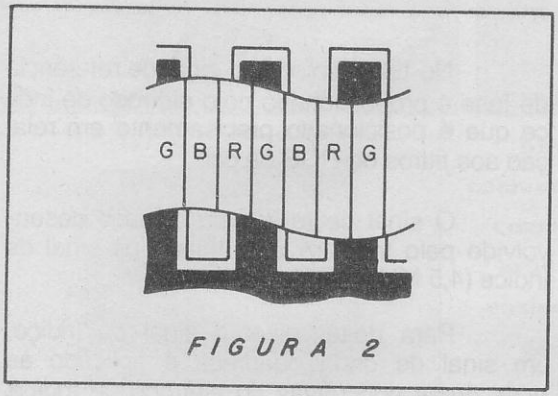


FIGURA 2

Por exemplo, considere a filmagem de um objeto totalmente verde. Conforme mostrado em (b) da **figura 4**, a saída do sinal do tubo trinicom corresponde apenas ao filtro verde. Similarmente, no caso de objeto totalmente azul, a saída do sinal é obtida somente no filtro azul.

Quando o objeto filmado for totalmente branco, o sinal de saída será quase plano, conforme a **figura 4** (c) ilustra.

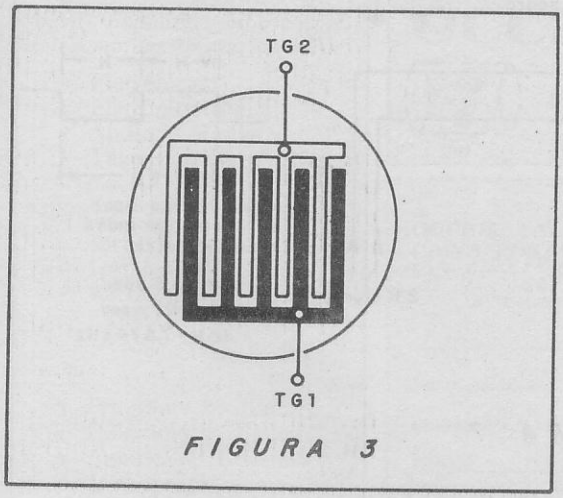


FIGURA 3

O número de conjuntos de filtros de faixas arranjados verticalmente através da face do trinicom determina a taxa de repetição da saída de cor. O número de conjuntos de RGB é tal que quando combinado com a taxa de varredura, a taxa de repetição dos conjuntos completos de faixas é de 4,5 MHz. Esta passa a ser a freqüência da sub-portadora.

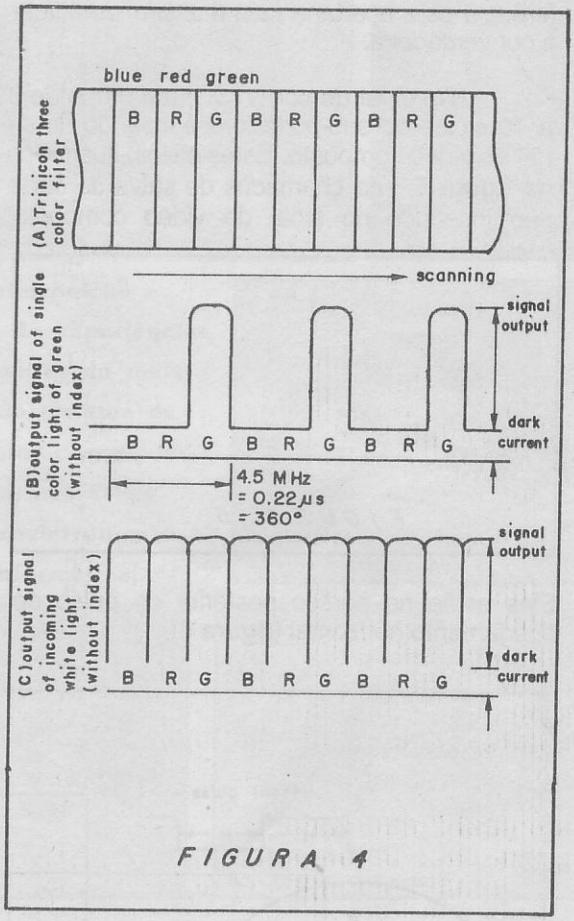


FIGURA 4

A amplitude do sinal da sub-portadora varia com a intensidade da cor a medida em que a imagem é variada. Portando, a sub-portadora é modulada em amplítude (AM).

O sinal de cor pode ser melhor compreendido se for comparado com o sinal de cor do NTSC. A freqüência da sub-portadora no sistema NTSC é um múltiplo da freqüência horizontal, a saber 3,58 MHz.

A freqüência da sub-portadora do trinicom é, de maneira similar, um múltiplo par da freqüência da linha horizontal mas foi estabelecida em 4,5 MHz, o que permite uma largura de faixa maior para o sinal de luminância.

O sinal da sub portadora de cor do sistema NTSC é um sinal de sub portadora suprimida. A menos que um método seja estabelecido para decífrar o sinal, uma imagem totalmente vermelha, verde ou azul pode provocar uma sub portadora de 4,5 MHz, mas as cores podem não ser distinguíveis.

Isto explica que é necessário uma referência para acertar a fase e assim identificar a cor verdadeira.

No sinal de cor NTSC, um grupo de 8 a 10 ciclos de sub-portadora é inserido no sinal de vídeo composto. Estes ciclos, ilustrados na **figura 5**, são chamados de salva de cor e são inseridos no sinal de vídeo composto.

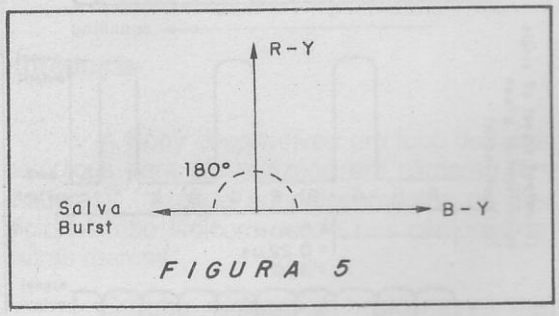


FIGURA 5

Eles estão no pórtico posterior do pulso de apagamento horizontal (**figura 6**).

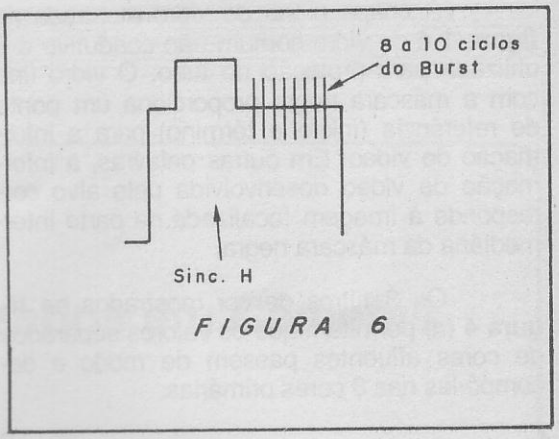


FIGURA 6

No tubo trinicom, o sinal de referência de fase é proporcionado pelo eletrodo de índice que é posicionado precisamente em relação aos filtros de RGB de cor.

O sinal de referência de fase desenvolvido pelo trinicom é chamado de sinal de índice (4,5 MHz, 180°).

Para desenvolver o sinal de índice, um sinal de onda quadrada é aplicado às duas áreas condutivas do eletrodo de índice. O pulso desta onda quadrada (OFF SET) é aplicado ao eletrodo de índice através do transformador T1 da **figura 7**.

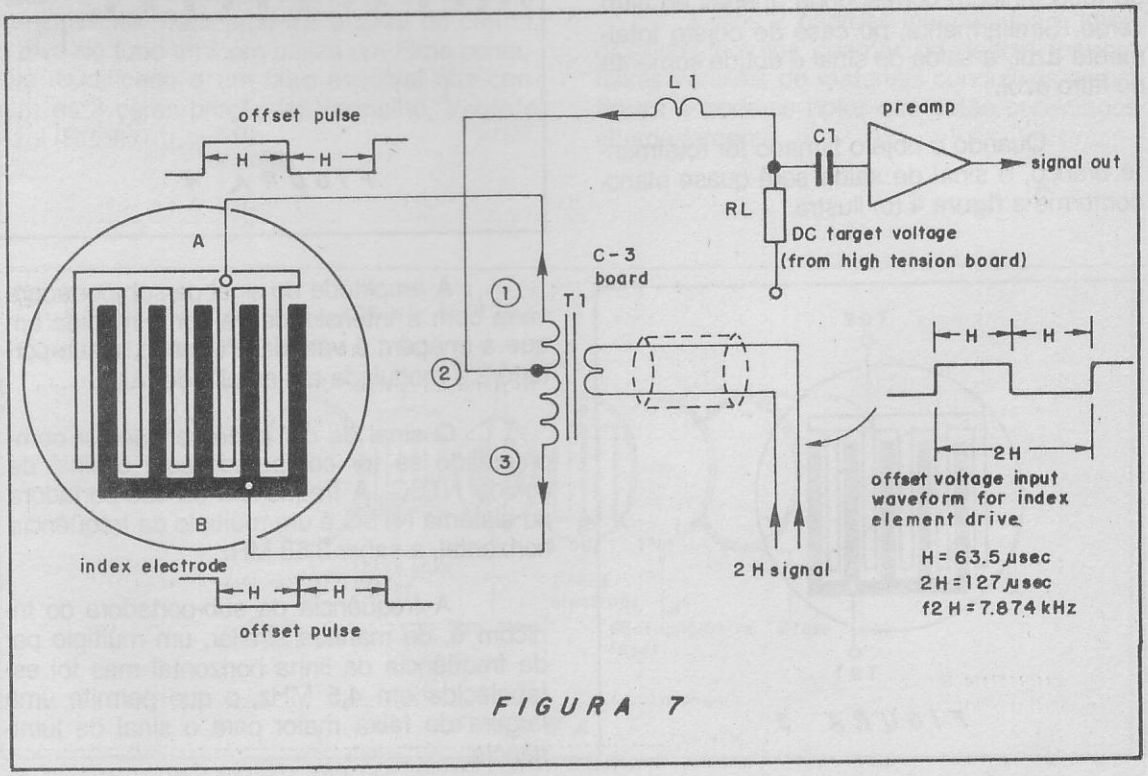


FIGURA 7

Em adição o pulso OFF SET, a voltagem do alvo DC é aplicada ao eletrodo de índice através do enrolamento secundário do T1. O enrolamento secundário do T1 é eletrostaticamente blindado e bem balanceado de modo que os pulsos não aparecem no terminal do centro. A **figura 8** mostra as 2 secções do eletrodo de índice.

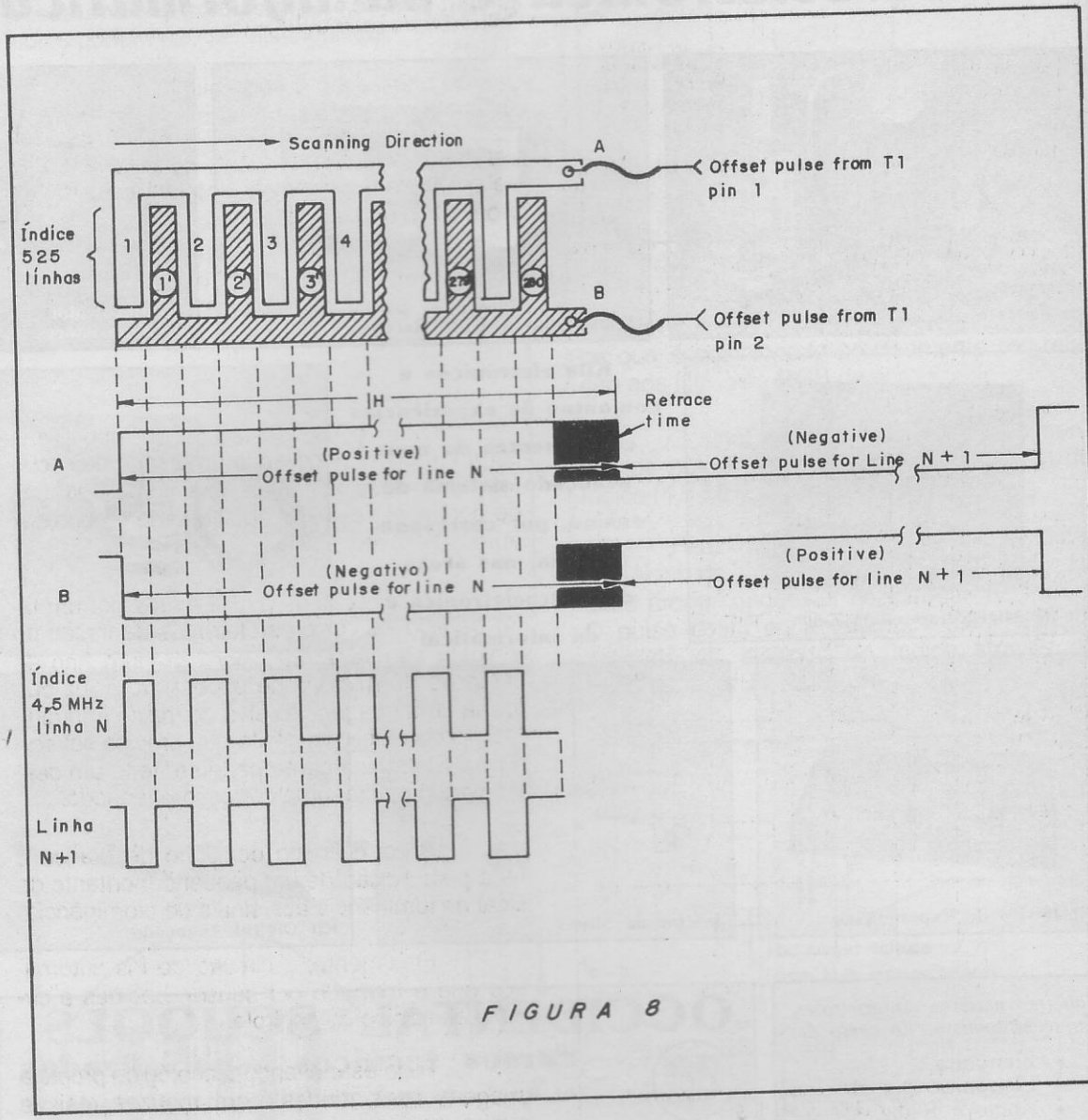


FIGURA 8

Cada secção do eletrodo de índice é formado por 280 dedos. Durante uma varredura de linha horizontal os 280 dedos no eletrodo de índice "A" estão num potencial positivo devido a polaridade do pulso OFF SET. Ao mesmo tempo, o eletrodo de índice "B" está num potencial negativo. A medida que o feixe varre o eletrodo de índice, o sinal resultante será positivo devido a polaridade do dedo nº 1 e negativo para o dedo nº 1'. Este ciclo repete-se 280 vezes (280 x 15.750 = 4,5 MHz).

O efeito do eletrodo de indexação é somar algebricamente uma voltagem ao sinal de vídeo. O trinicom deve gerar um sinal de AM com a sub-portadora suprimida. Os três sinais de cor combinam efetivamente em uma relação de quadratura de dois sinais tendo um deslocamento de fase de 90°.

A **figura 9** mostra os sinais de saída do trinicom, que deve obter os sinais de diferença de cor (R-Y e B-Y).

O sinal mostrado em (B) é o sinal de

cor sem índice. Note que o ciclo de saída do sinal de índice ocorre no mesmo período que nas 3 varreduras.

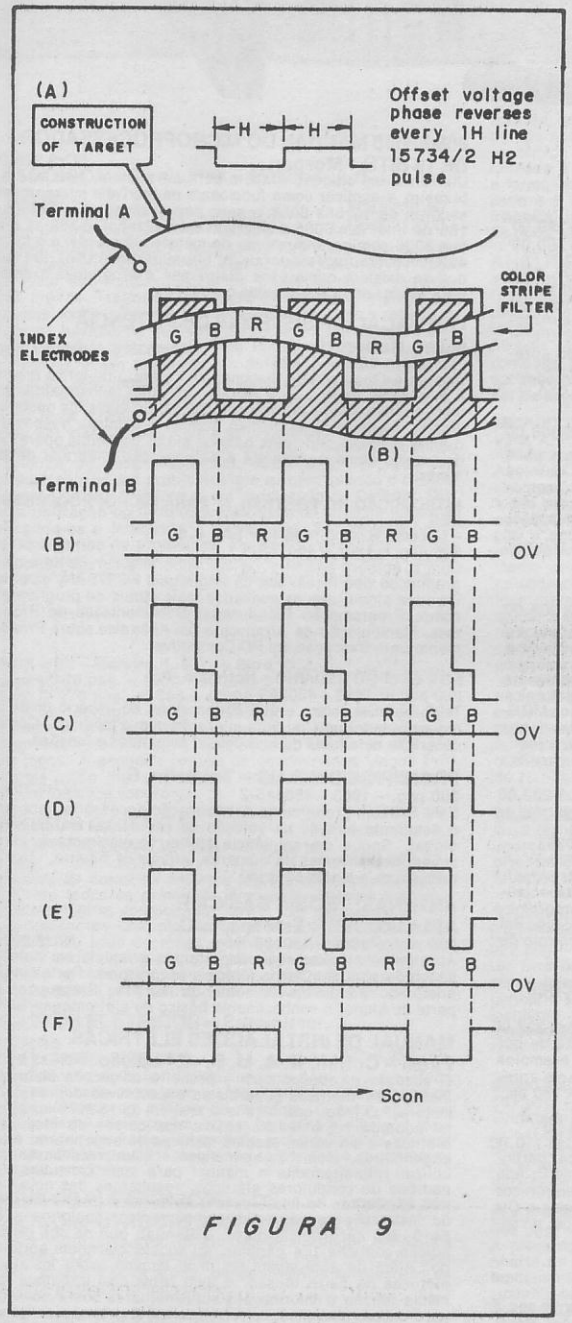


FIGURA 9

Em (C) vemos o resultado da soma algébrica dos valores instantâneos de (B) e (D) juntos.

Os sinais (C) e (E) são obtidos ao mesmo tempo e por isso os dois podem ser somados vetorialmente como também podem ser subtraídos vetorialmente.

Este sinal de índice é usado para processar o sinal de croma em um detetor de fase para demodular os sinais R-Y e B-Y.

Separação Croma/Índice

A separação dos dois sinais é possível desde que o sinal de índice alterne em fase em linhas sucessivas enquanto o sinal de croma não o faz.

Circuitos Especiais

Com o uso deste tipo de tubo (Trinicom) tornou-se necessário uma série de circuitos eletrônicos especiais tais como correção de pupila, correção do equilíbrio de branco, íris automático, etc.

A correção de pupila é feita por um filtro de lista de cor e os eletrodos de índice no trinicom são separados por um vidro fino de cerca de 30 microns de espessura. A luz que forma uma imagem no alvo de índice interdigitado pode exibir um efeito que precisa ser corrigido. Eletronicamente pode ser feito um desvio para propiciar uma correção adeqüada.

A correção do equilíbrio de branco é feita pela adição de um pequeno montante de sinal de luminância aos sinais de crominância.

Finalmente, o circuito de íris automático que é formado por sensor, bobinas e circuito eletrônico de controle.

Todo este avanço tecnológico propicia imagens mais nítidas, com matizes reais e melhor ganho de luminância.

Sem dúvida, o trinicom faz frente tecnológica nas câmeras junto à tecnologia do CCD (dispositivos por acoplamento de cargas), atualmente muito utilizada nas cancorders.

Nova Geração de Circuitos Integrados Para Vídeo-Cassete

Sergio R. Antunes

Aparelhos complexos, como é o caso dos vídeo cassetes, são formados por inúmeros circuitos integrados onde, na maioria, cada um tem uma função determinada. Muitas vezes, o estudo de um aparelho fica limitado ao estudo dos circuitos integrados que o mesmo contém.

Por esta razão, torna-se necessário que o técnico ou estudante conheça os circuitos integrados que são utilizados em um determinado modelo.

Uma ferramenta muito útil para o técnico de reparação é o databook ou manual do CI.

Por várias razões, estes manuais são difíceis de se conseguir, bastante caros e muito numerosos, além de que são todos importados (Japão, Eua, Holanda, Alemanha, Coréia, etc).

Um manual ou databook contém os circuitos integrados lançados naquele ano e os que continuam em linha, de uma única marca. Neste volume contém integrados de várias aplicações.

As vezes, um circuito de vídeo cassete possui circuitos integrados cujas pinagens e funções serão encontrados em 8 ou 10 manuais diferentes. Isto porque faltava um manual específico só sobre vídeo cassete.

Muito bem. Pesquisando vários databooks podemos concluir que estão surgindo no campo de vídeo cassete novos circuitos integrados que estão cada vez menores em tamanho e cada vez com maior quantidade de funções.

Vamos analisar duas configurações de vídeo, nas seções de luminância e crominância. Na primeira configuração, o vídeo cassete utilizou 6 circuitos integrados para processar Y e croma. Na segunda configuração, o vídeo-cassete, mais novo, usou apenas um único CI (módulo) para efetuar o mesmo processamento.

A **figura 1** ilustra esta comparação.

1ª Configuração com 6 CI

Na **figura 2** apresentamos o primeiro CI usado nesta configuração (AN6310)

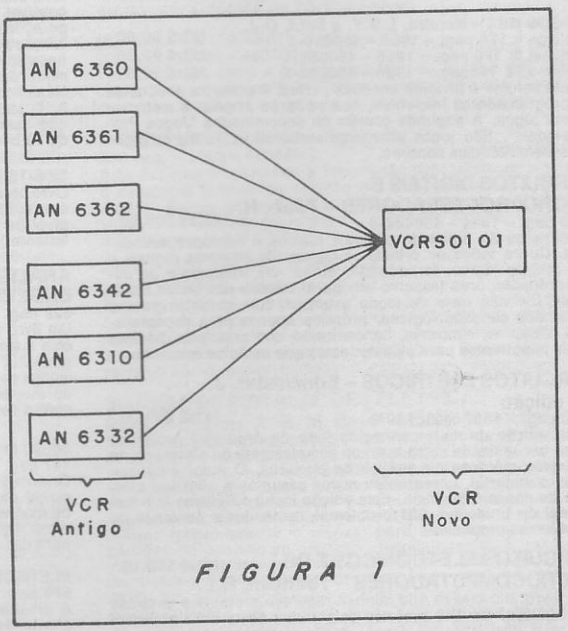


FIGURA 1

É um CI monolítico projetado para processamento de luminância na gravação.

Descreveremos sua pinagem.

Pinagem AN6310

1- Entrada de vídeo no AGC
2- Polarização de AGC
3- Controle de amplificação
4- Tensão de referência do AGC

5- Entrada de sincronismo
6- Saída de sincronismo
7- Vcc
8- Filtro
9- Saída do modulador de FM
10- Conexão do clipador (branco)
11- Pré ênfase
12- Conexão do clipador (escuro)
13- Filtro do modulador
14- Filtro do modulador
15- Controle do pré ênfase
16- Entrada de luminância
17- Vcc
18- Saída amp. vídeo
19- Entrada amp. vídeo
20- Vcc
21- Entrada Y
22- Saída Y (buffer)
23- Controle lógico interno do CI
24- Saída de vídeo composto (E-E)

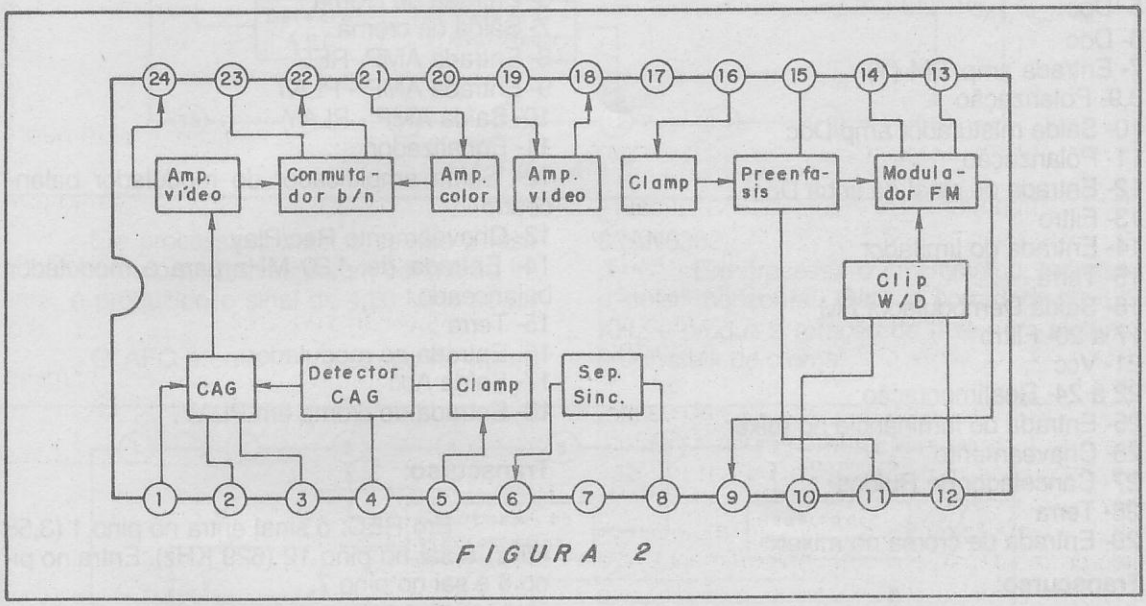


FIGURA 2

Transcurso

O sinal de vídeo composto entra no pino 1, sai pelo pino 24 onde deverá passar por filtros. A partir daí só passa luminância que entrará no pino 21, sai pelo 22, entra no 19 e sai pelo 18, entra no pino 16 e sai em forma de RF de FM (3,4 a 4,4MHZ) no pino 9.

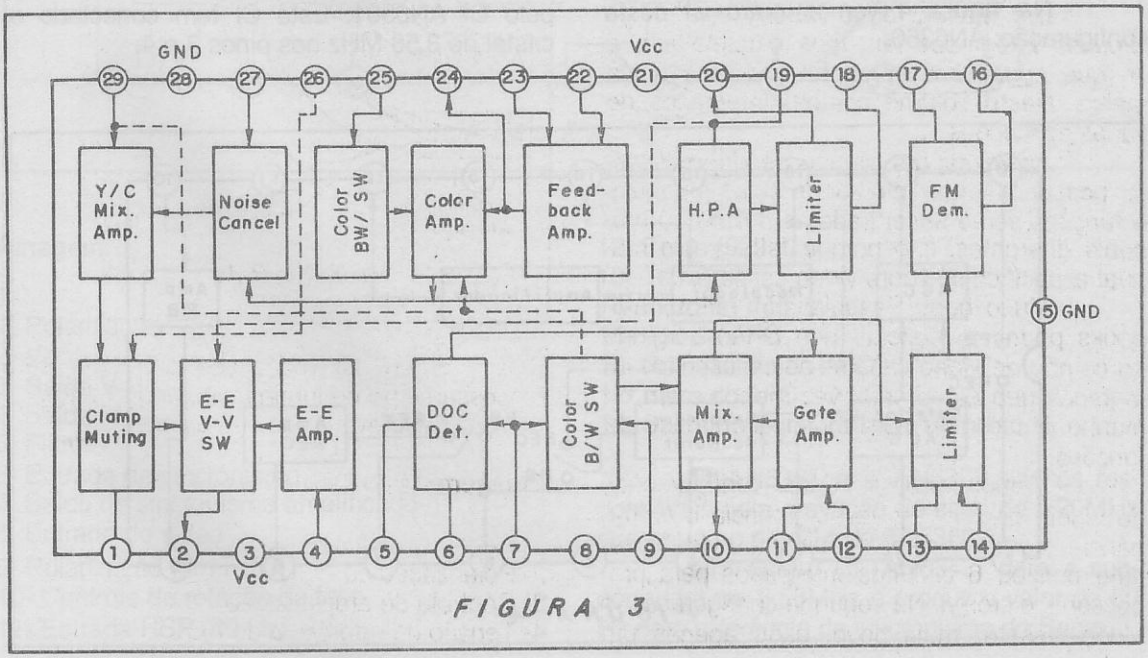


FIGURA 3

Na **figura 3** temos o 2º CI desta configuração (AN6332).

Este CI faz o processamento de luminância na reprodução.

Pinagem:

1- Mute clamper
2- Saída vídeo composto
3- Vcc
4- Entrada amp. E-E
5- Doc
6- Doc
7- Entrada amp. FM (Y)
8,9- Polarização
10- Saída misturador amp/Doc
11- Polarização
12- Entrada de sinal da linha Doc
13- Filtro
14- Entrada do limitador
15- Terra
16- Saída Demodulador FM
17 a 20- Filtro
21- Vcc
22 a 24- Realimentação
25- Entrada de luminância no mixer
26- Chaveamento
27- Cancelador de Ruídos
28- Terra
29- Entrada de croma no mixer

Transcurso:

O sinal (em play) entra no pino 7 e sai no pino 16 em forma de AM. Retorna ao CI pelo pino 25 e sai sob forma de vídeo composto no pino 2.

Na **figura 4** vemos outro CI desta configuração: AN6360.

É um CI bipolar para processamento de croma REC/PLAY.

Pinagem:

1- Entrada de croma em REC
2- Acc
3- Saída burst
4- Separador burst
5- Controle interno
6- Entrada de croma
7- Saída de croma
8- Entrada AMP. REC
9- Entrada AMP - PLAY
10- Saída AMP - PLAY
11- Equalizador
12- Saída amplificador do modulador balanceado
13- Chaveamento Rec/Play
14- Entrada de 4,20 MHz para o modulador balanceado
15- Terra
16- Entrada ao modulador
17- Saída Acc
18- Entrada de croma em PLAY.

Transcurso:

Em REC: o sinal entra no pino 1 (3,58 MHz) e sai no pino 12 (629 KHz). Entra no pino 8 e sai no pino 7.

Em PLAY: o sinal entra no pino 18 (629 KHz) e sai no pino 12 (3,58 MHz). No pino 14 há a referência de 4,20 MHz proveniente dos estágios AFC e APC.

Na **figura 5** vemos o APC, formado pelo CI AN6361. Este CI tem conectado o cristal de 3,58 MHz nos pinos 3 e 4.

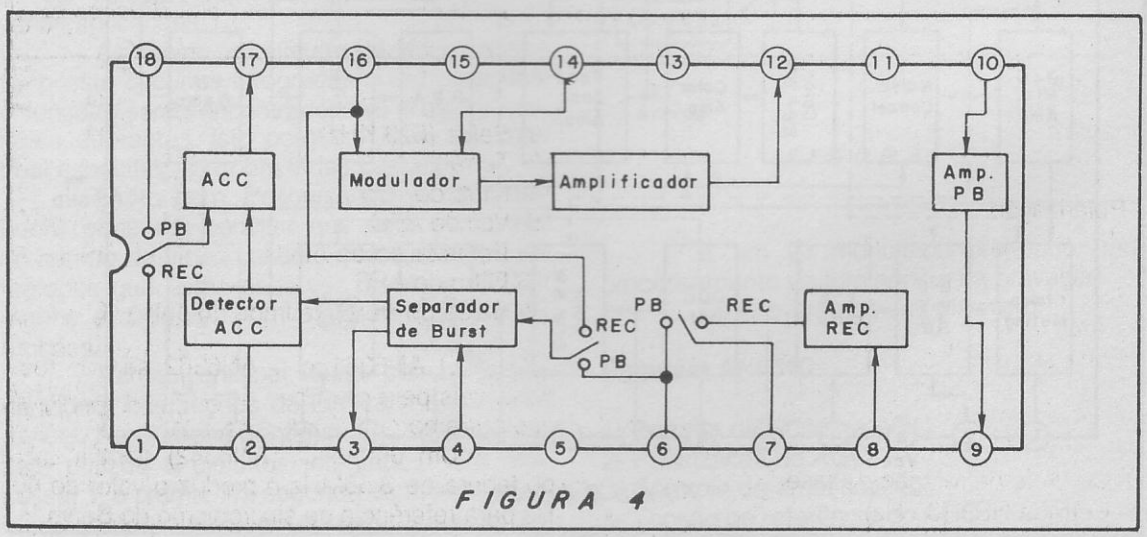


FIGURA 4

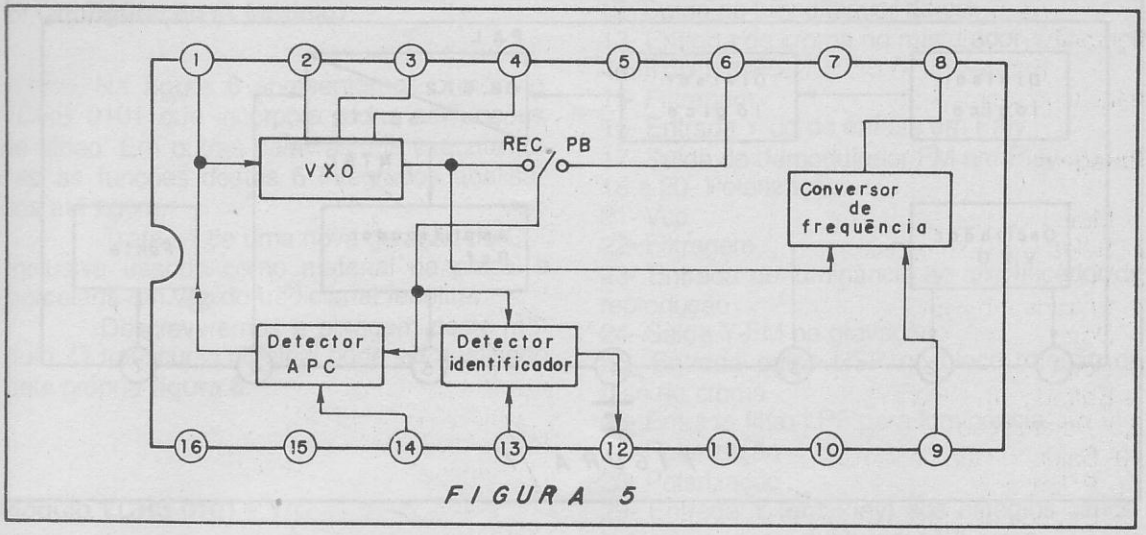


FIGURA 5

Ele processa o burst e corrige a fase da sub-portadora. Através de um batimento interno, é produzido o sinal de 4,20 MHz no pino 8.

O AFC é outro CI, ilustrado na **figura 6** (AN6362).

Ele processa o sincronismo, retirando o pulso horizontal. Gera a portadora de 629 KHz e produz a rotação de fase para eliminar o crosstalk de croma.

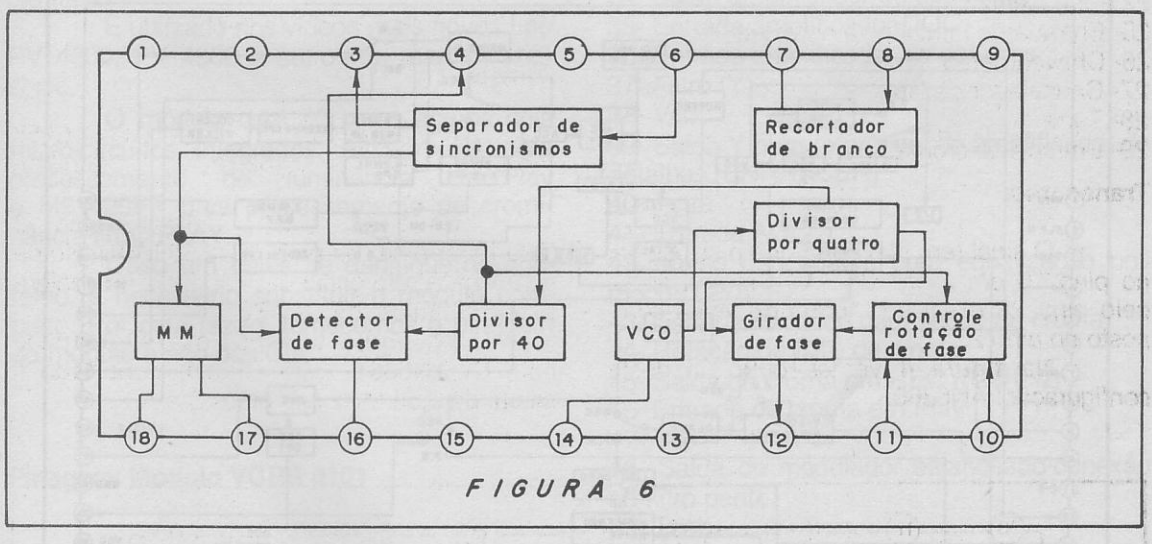


FIGURA 6

Pinagem:

1- Polarização
2- Vcc
3- Saída V
4- Saída H
5- Filtro
6- Entrada de sincronismo
7- Saída de sincronismo amplificado
8- Entrada de vídeo
9- Polarização (em REC)
10- Controle de rotação de fase
11- Entrada HSP (30 Hz)
12- Saída (629 KHz)
13- Terra
14- Filtro do Vco
15- Vcc do AFC
16- Polarização do AFC
17- Filtro do AFC
18- Saída do Burst, retirado do pulso H.

O AN6361 e o AN6362 são os responsáveis pela gravação do sinal de 4,20MHz que entra no pino 14 do AN6360.

Um último CI (AN6342) gera a sub-portadora de 3,58MHz e produz o valor de 60 Hz para referência de sincronismo do Servo.

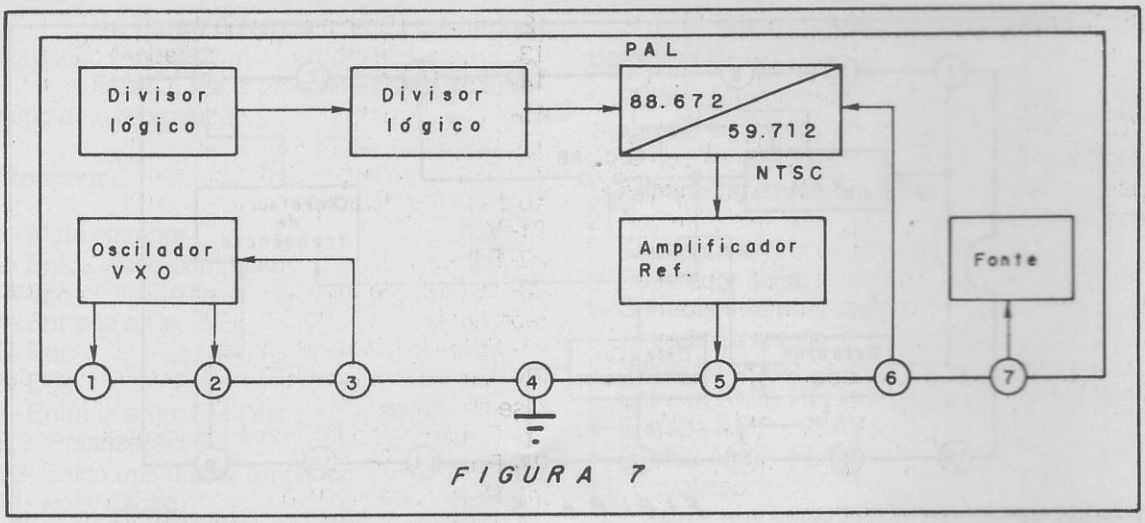


FIGURA 7

A **figura 7** ilustra este CI.

Nos pinos 2 e 3 conectamos um cristal. Se for 3,58MHz, o fator de divisão será 59712, produzindo 60Hz no pino 5. Se for 4,43MHz (Pal-G,Secam), o fator de divisão será 88.672, produzindo 50Hz no pino 5.

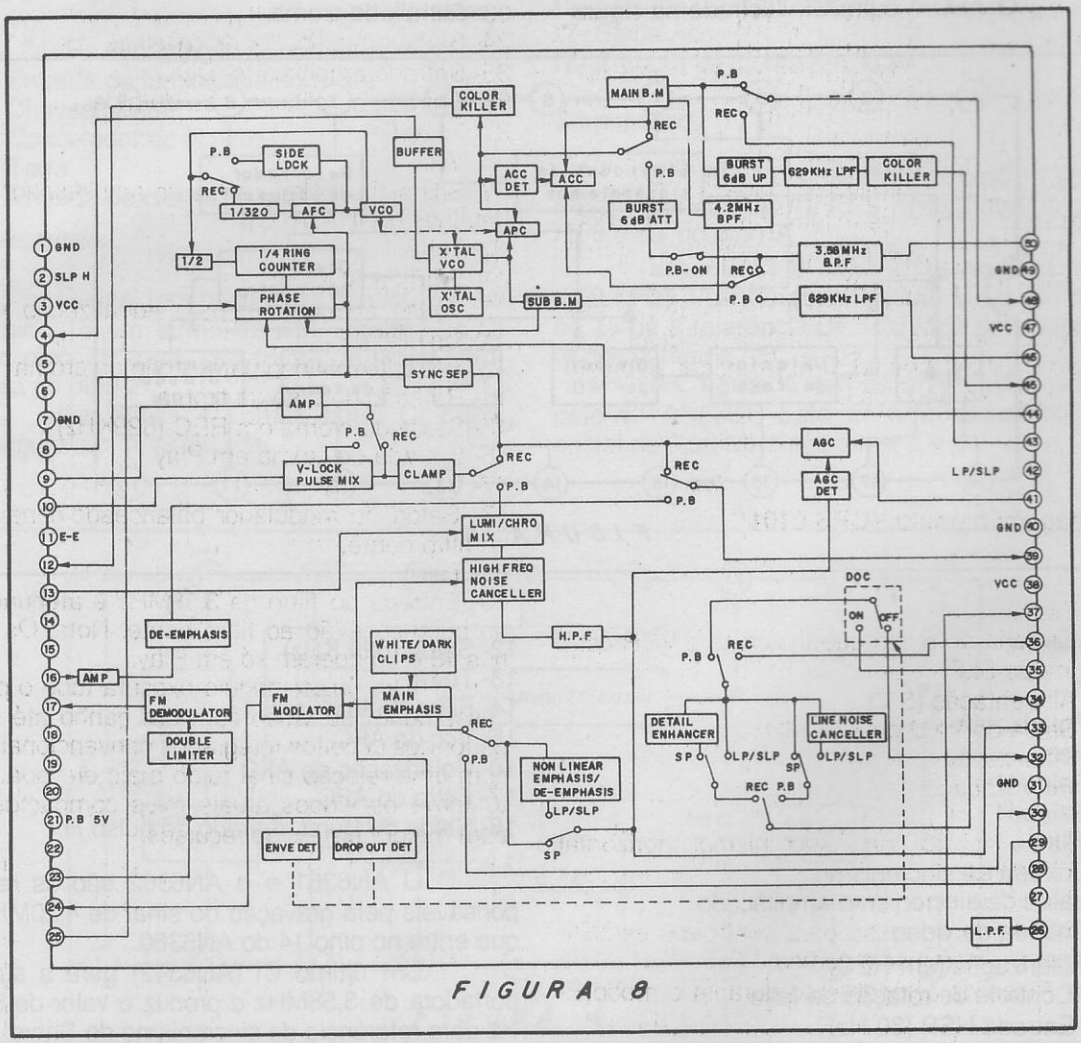


FIGURA 8

2ª Configuração (1 Módulo)

Na **figura 8** apresentamos o módulo VCRS 0101 que incorpora todas as funções de vídeo. Em outras palavras, ele executa todas as funções destes 6 integrados analisados até agora.

Trata-se de uma nova geração de CI , inclusive usando como material da placa a porcelana em vez do tradicional fenolite.

Descreveremos a pinagem deste módulo. O transcurso do sinal pode ser analisado pela própria **figura 8.**

Módulo VCRS 0101 - Y/C

Este módulo contém inúmeros dispositivos (transistores, diodos, resistores e capacitores) com tecnologia de "DEPOSIÇÃO", montados em uma placa de porcelana de dupla face.

É utilizado nos vídeos mais novos tipo PV 4800, PV 4900 e outros da marca Panasonic.

O módulo com 50 pinos agrupa dois micro-circuitos integrados: AN3231 FA para processamento de luminância Rec/Play e M51429FP para processamento de crominância REC/PLAY.

Caso um deles se danifique no aparelho, é necessário substituir o módulo completo. Por esta razão, fornecemos a pinagem do módulo e não dos CIs.

Pinagem: Módulo VCRS 0101

1- Terra
2- Entrada de pulso que indica se o VCR está no modo SLP.
3- Alimentação (5 V)
4- Saída do VXO de 3,58 MHz
5- Polarização
6- Polarização
7- Terra
8-Saída pulso de sincronismo horizontal (15,734 Hz)
9- Saída de vídeo (Y + Croma)
10- Entrada de pulso para controle e estabilidade do sincronismo vertical
11- Pulso de acionamento durante o modo E-E
12- Saída do amplificador de cor
13- Entrada de croma no misturador Y/C
14- Polarização
15- Filtragem
16- Entrada Y do de ênfase em Paly
17- Saída do demodulador FM em Play
18 a 20- Polarização
21- Vcc
22- Filtragem
23- Entrada de luminância ao amplificador de reprodução
24- Saída Y-FM na gravação
25- Entrada pulso HSP no bloco rotação de fase de croma
26- Entrada filtro LPF para luminância
27- Polarização
28- Polarização
29- Entrada Y (em Play) aos estágios cancelador de ruídos e misturador Y/Croma.
30- Saída do limitador de luminância na reprodução
31- Terra
32- Saída amplificador DOC
33- Filtro (Y)
34- Saída amplificador de detalhes
35- Entrada amplificador DOC
36- Entrada amplificador de detalhes
37- Filtro (Y)
38- Vcc
39- Saída Y para referência do amplificador de detalhes (ENHANCER)
40- Terra
41- Entrada AGC
42- Pulso de controle para equalização nos modos LP/SLP
43- Entrada de vídeo para seção de croma
44- Rotação de fase de croma
45- Saída de croma em REC (629KHz)
46- Entrada de croma em Play
47- Vcc
48- Saída do modulador balanceado-conexão ao filtro pente.
49- Terra
50- Entrada do filtro de 3,58MHz e atenuador do burst-conexão ao filtro pente. Nota: Os pinos 48 e 50 operam só em Play.

Um único módulo executa todo o processamento de vídeo com um ganho até superior dos circuitos integrados convencionais e com uma relação sinal ruído mais elevada. Isto torna os vídeos atuais mais compactos e com maior número de recursos.

Sistema Automático de Iluminação de Emergência

Aldoberto Lopes

Um sistema de iluminação de emergência auxilar em caso de falta repentina de energia, é obrigatório por lei em cinemas, teatros e outros locais onde há concentração de pessoas.

O sistema que apresentamos nesse artigo pode ser utilizado em cinemas, teatros, casas de show, escolas, e mesmo no lar, oferecendo conforto e segurança na falta de energia elétrica.

Usa uma bateria de automóvel para acender lâmpadas de emergência quando há corte da energia elétrica local.

Possui um circuito de carga permanente para a bateria e auto-desligamento quando sua tensão cai abaixo de um valor limite de segurança, para que não se reduza seu tempo de vida por solicitação "exagerada".

O princípio de funcionamento de um sistema de iluminação de emergência é bastante simples: enquanto houver energia na rede elétrica local, o aparelho permanece desativado, mantendo suas lâmpadas apagadas; apenas funciona o circuito de carga da bateria.

No instante em que há o corte da energia elétrica da rede, o aparelho automaticamente entra em ação, acendendo a (s) lâmpada(s) de emergência.

Assim que se reestabeleça a energia elétrica local, novamente o circuito auto-desativa-se, voltando à condição de carregador lento para a bateria, e pronto para nova interrupção.

Representado em termos de diagrama de blocos temos a **figura 1**.

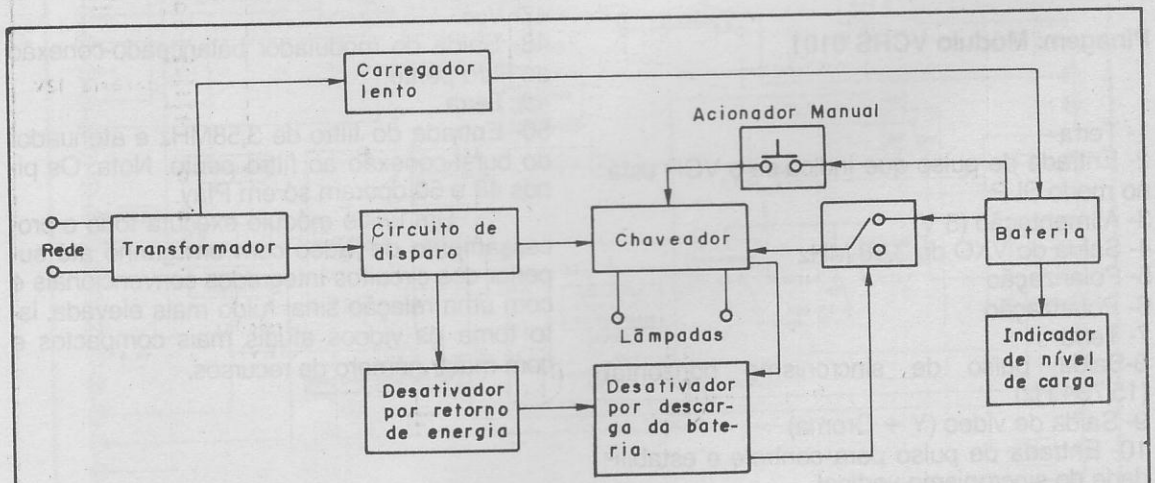


FIGURA 1

Na **figura 2** temos a identificação dos terminais de dois componentes do circuito: SCR e relé.

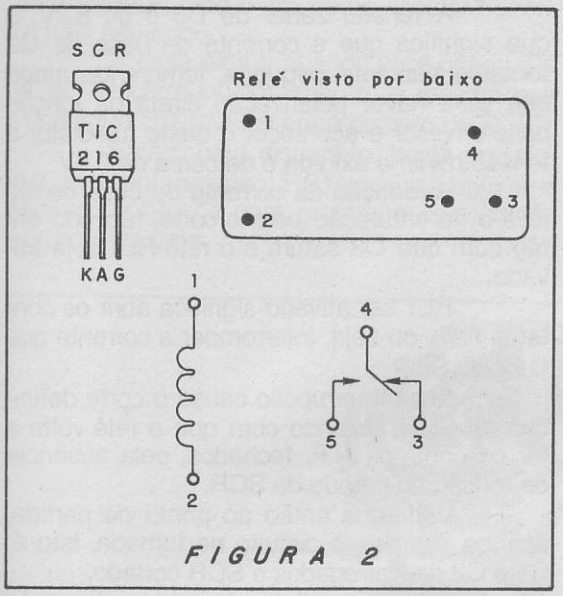


FIGURA 2

O diagrama elétrico completo do sistema encontra-se na **figura 3**.

Funcionamento

O transformador T1 mantém-se permanentemente ligado à rede elétrica local, ou seja, o primário nunca é desligado da tomada.

É o transformador que irá informar ao restante do circuito quando há o corte de energia, avisando que as luzes devem acender, e quando há o retorno da tensão na linha, indicando que as luzes da iluminação de emergência já não são necessárias.

Para analisar o funcionamento do conjunto, vamos partir da condição em que ch1 esteja aberta.

Ao ligar-se T1 à tomada, C2 carrega-se imediatamente com a tensão de pico do secundário do transformador.

Já C1, leva um intervalo de tempo de alguns mili-segundos, por ser de valor elevado e ter R1 dificultando o envio de carga elétrica às suas placas.

O efeito, é a saturação imediata de Q1, ou seja, ao ligar-se o circuito o SCR não recebe sinal de disparo no gate.

Assim, mesmo que ch1 estivesse fechada, note que o SCR não conduziria ao ligar-se o circuito.

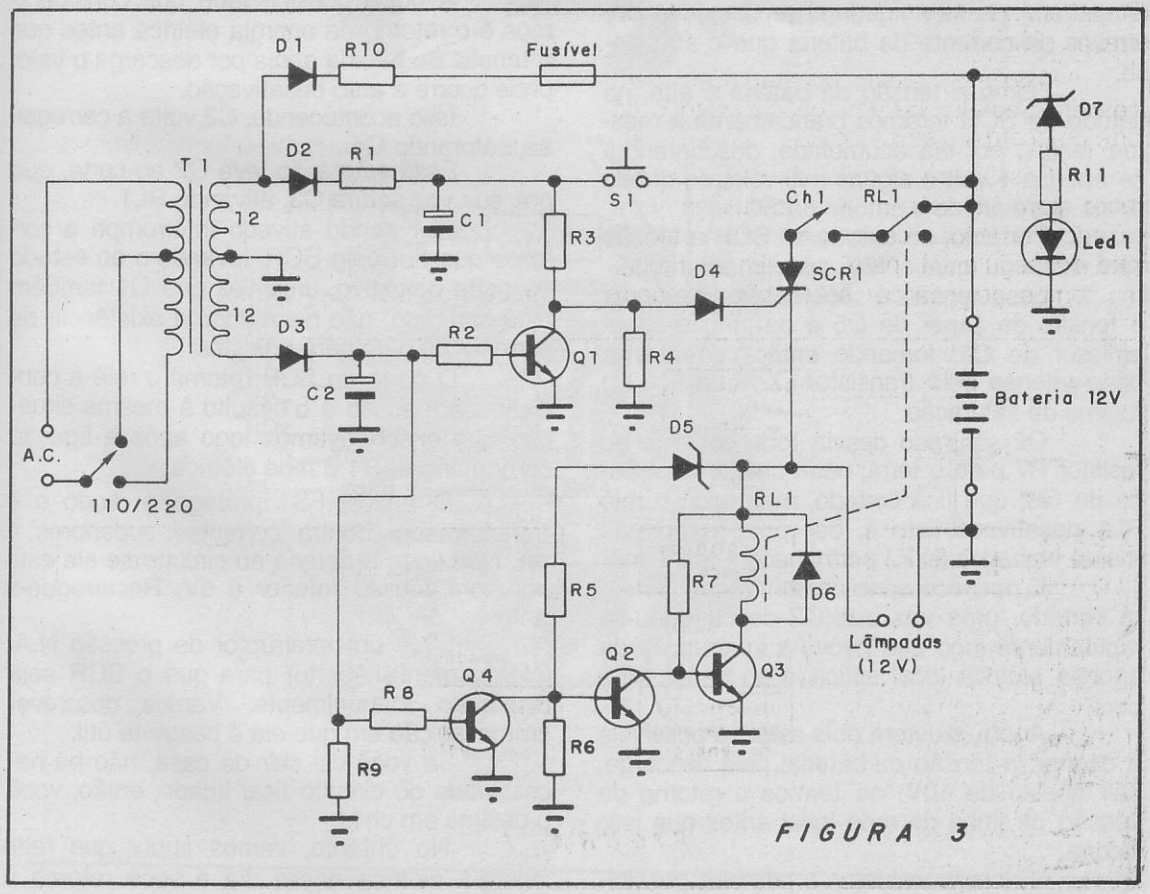


FIGURA 3

Através de D1,R10 e FS1, a bateria B1 recebe corrente de carga, mantendo sua tensão acumulada.

Com a tensão da bateria maior que 11V, o led 1 emite luz, indicando o bom nível de tensão acumulada.

Abaixo de 11V, o zener D7 e a queda direta de cerca de 1,7V no led, somados ao efeito de oposição de corrente elétrica de R11, faz com que a luminosidade do led caia bastante, apagando-se definitivamente com tensão da bateria por volta de 10V.

Essa indicação mostra que o nível de tensão acumulado é baixo e a bateria deve ser recarregada.

Vamos supor que a bateria esteja com nível alto de carga (cerca de 14V), e que nesse instante, com ch1 fechada, ocorra o corte de energia elétrica da rede local.

Com isso, C2 descarrega-se via resistores e base dos transistores Q1 e Q4, levando Q1 ao corte.

C1, que é mais lento também na descarga, dispara o SCR1 por entregar ao tiristor uma parcela da sua corrente de descarga principal que flui por R3 e R4.

O SCR disparado, funciona como uma chave fechada, acedendo assim a (s) lâmpada(s) de 12V ligada(s) em seu catodo, através da corrente da bateria que o atravessa.

Como a tensão da bateria é alta, no catodo do SCR teremos praticamente a mesma tensão por ela acumulada, descontando-se apenas 1 volt e alguns mili-volts de queda direta entre anodo e catodo do SCR.

Portanto, no catodo do SCR a tensão será maior ou igual a 12V, aproximadamente.

Essa tensão é suficiente para vencer a tensão de zener de D5 e da junção base-emissor de Q2, forçando então corrente de base intensa pelo transistor Q2, que fica no regime de saturação.

Q2 saturado desvia toda corrente do resistor R7 para o terra, nada chegando à base de Q3, que fica cortado, mantendo o relé RL1 desativado, isto é, os contatos normalmente fechados (N.F.) permanecem fechados.

É desnecessário comentar que Q4 está cortado, uma vez que C2 descarregou-se rapidamente logo que houve a interrupção da energia elétrica local aplicada ao transformador.

Agora, existem dois estados possíveis a ocorrer: a tensão da bateria, pela descarga, cair abaixo de 10V, ou termos o retorno da tensão de linha da rede local antes que isso ocorra.

Vamos considerar a primeira possibilidade.

Quando a tensão da bateria cai para cerca de 10V, no catodo do SCR teremos por volta de 9V.

A tensão zener de D5 é de 8,2V, o que significa que a corrente de base de Q2 torna-se bastante pequena, lembrando ainda que para haver polarização direta da junção base-emissor e acontecer o efeito transistor a tensão mínima exigida é de cerca de 0,6V.

A redução da corrente de base de Q2 leva-o da saturação para o corte, fazendo então com que Q3 sature e o relé RL1 seja ativado.

RL1 ser ativado significa abrir os contatos N.F., ou seja, interromper a corrente que flui pelo SCR.

Essa interrupção causa o corte definitivo do SCR, fazendo com que o relé volte a ter os contatos N.F. fechados, pela ausência de tensão no catodo do SCR.

Voltamos então ao ponto de partida, quando ligamos o circuito na tomada, isto é, C1 e C2 descarregados e SCR cortado.

Nessa condição, quando retornar a energia elétrica da rede o circuito de carga da bateria a recondicionará à tensão acumulada máxima.

A outra possibilidade que consideramos é o retorno da energia elétrica antes que a tensão da bateria atinja por descarga o valor onde ocorre a auto-desativação.

Isso acontecendo, C2 volta a carregar-se, saturando Q4.

Essa saturação leva Q2 ao corte, que por, sua vez satura Q3, ativando RL1.

RL1 sendo ativado interrompe a corrente que flui pelo SCR, levando-o ao estado de corte definitivo, uma vez que Q1 também está saturado, não permitindo a existência de corrente de gate para o tiristor.

O corte do SCR retorna o relé à condição de repouso e o circuito à mesma situação que encontrávamos logo após a ligação do primário de T1 à rede elétrica.

O fusível FS1 protege o diodo e o transformador contra correntes superiores a 1A. Não ligue a bateria ao circuito se ela estiver com tensão inferior a 5V. Recarregue-a antes.

S1 é um interruptor de pressão N.A. (Normalmente Aberto) para que o SCR seja disparado manualmente. Vamos descrever uma ocasião em que ele é bastante útil.

Se você vai sair de casa, não há necessidade do circuito ficar ligado, então, você o desliga em ch1.

No entanto, vamos supor que falte energia elétrica nesse dia e você retorne à

noite.

Naturalmente, as luzes de emergência estarão apagadas, uma vez que quando C1 descarregava-se, entregando corrente de gate ao SCR, não havia como circular corrente pelo seu anodo.

A essa altura, quando você chega, C1 já se descarregou totalmente, e mesmo que você ligue ch1 não haverá o disparo do SCR.

Então, para dispará-lo, basta pressionar momentaneamente S1, que irá utilizar a tensão da bateria para fazer com que circule corrente de gate.

Como o led 1 fica aceso, podemos posicionar S1 bem próximo a ele, ficando fácil sua localização no escuro.

Montagem

A **figura 4** traz o lay-out de uma placa de circuito impresso para a montagem.

As lâmpadas devem ser ligadas em paralelo.

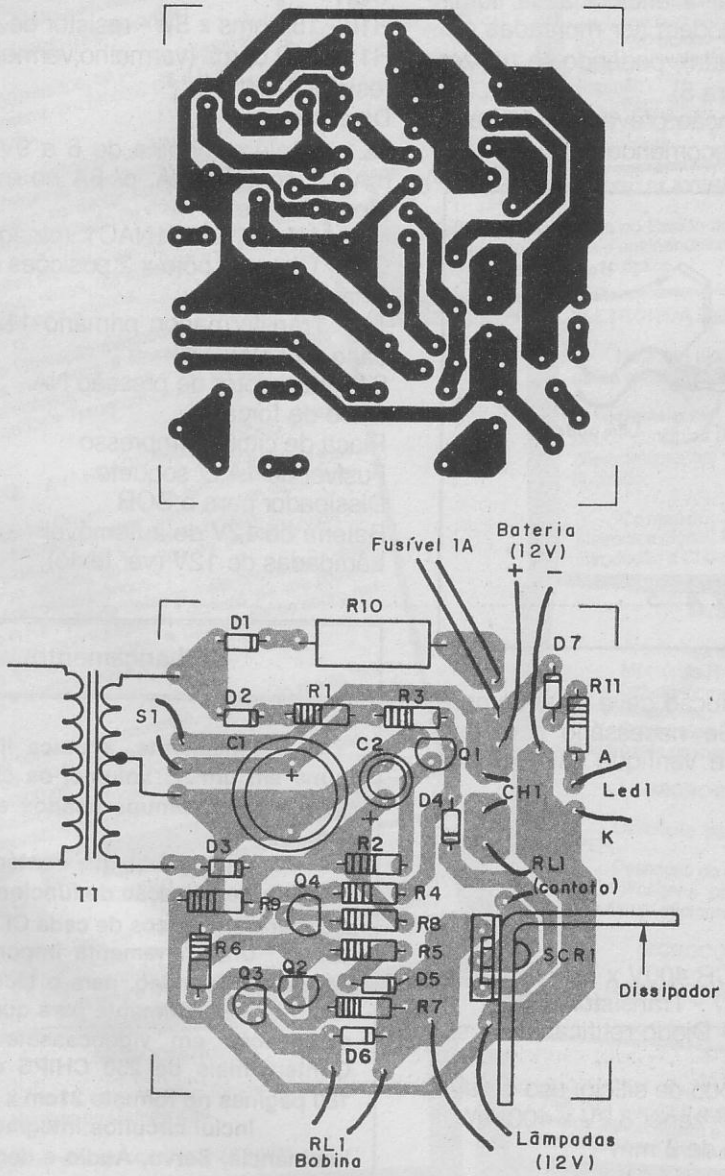


FIGURA 4

Quanto menor o número de lâmpadas maior o tempo de duração delas acesas (menor a descarga da bateria).

O SCR suporta seguramente 6A.

Vamos limitar uma potência em lâmpadas de 40W, usando por exemplo 4 lâmpadas de 10W.

Como a corrente é relativamente alta, monte o SCR em um dissipador em "U" com uns 3cm de altura (ou mais).

Pelo mesmo motivo, utilize fios não muito compridos e de bitola razoável, para que não ocorram perdas pela resistência da fiação.

Para aumentar a eficiência da iluminação, as lâmpadas podem ser montadas em refletores (uma em cada), podendo-se utilizar os de automóvel (**figura 5**).

Uma manutenção preventiva da bateria periodicamente é recomendada.

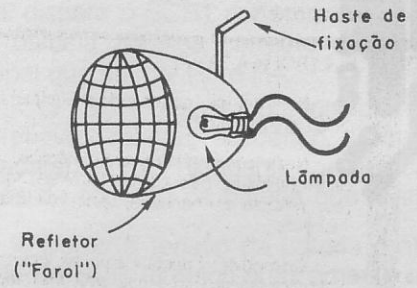


FIGURA 5

O nível da solução deve estar sempre acima das placas. Se necessário complete com água destilada, e verifique esse nível a cada quinze dias.

Lista de Material

– Semicondutores

SCR1 - TIC126D - SCR 400V x 7,5A
Q1,Q2,Q3,Q4 - BC547 - Transistor NPN
D1,D2,D3 - 1N4001 - Diodo retificador de silício
D4,D6 - 1N4148 - Diodo de silício, uso geral
D5,D7 - BZX79C8V2 - zener 8,2V x 400 mW
Led 1 - Led vermelho de 3 mm

– Capacitores

C1 - 1000µF x 16V - Capacitor eletrolítico
C2 - 10µF x 16V - Capacitor eletrolítico

– Resistores

R1 - 68 ohms (azul,cinza,preto) - resistor 1/8W
R2,R8 - 15K (marrom,verde,laranja) - resistor 1/8W
R3 - 270 ohms (vermelho,violeta,marrom) - resistor 1/8W
R4 - 2K2 (vermelho,vermelho,vermelho) - resistor 1/8W
R5 - 120 ohms (marrom,vermelho,marrom) - resistor 1/8W
R6 - 150 ohms (marrom,verde,marrom) - resistor 1/8W
R7 - 10K (marrom,preto,laranja) - resistor 1/8W
R9 - 1K (marrom,preto,vermelho) - resistor 1/8W
R10 - 15 ohms x 5W - resistor de fio
R11 - 220 ohms (vermelho,vermelho,marrom) - resistor 1/8W

Diversos

RL1 - Relé c/ bobina de 6 a 9V (máximo 90 mA), 1 contato N.A. p/ 8A no mínimo sugestões (Metaltex):
MXA1NAC1, MXC1NAC1 (pinagem no texto)
Ch1 - Chave 1 pólo x 2 posições ou H-H 2x2
Chave - 110/220
T1 - Transformador: primário 110/220, secundário 12+12 x 1A
S1 - Interruptor de pressão NA
Cabo de força
Placa de circuito impresso
Fusível de 1A c/ soquete
Dissipador para o SCR
Bateria de 12V de automóvel
Lâmpadas de 12V (ver texto)

Lançamento

Finalmente, a única literatura que reúne em um só volume, os circuitos integrados mais comuns usados em videocassete.

Um manual, que contém a pinagem, funções e explicação de funcionamento com diagrama em blocos de cada CI.

Uma ferramenta importante para o estudante de vídeo, para o técnico de reparação e principalmente para quem faz transcodificação em videocassete importados. Contém mais de 250 CHIPS descritos em 180 páginas no formato 21cm x 30cm.

Inclui circuitos integrados de croma luminância, Servo, Áudio e demais CIs relacionados com videocassete.

Faça seu pedido usando a última página da Revista.

NCz$ 213,00

Correspondência



Nesta seção, procuramos responder as dúvidas e consultas dos leitores.

Faça as consulstas exclusivamente por cartas e de modo objetivo, com o maior número possível de informações a respeito da dúvida, para que possamos dar uma resposta eficiente.

E não se acanhe, nos escreva, pois esta é a sua seção!

Alarme Residencial Duplo

Joel do Valle Rocha (Rio de Janeiro - RJ) montou o alarme residencial duplo da revista nº 32, que funcionou perfeitamente. Ele nos consulta sobre a possibilidade de acrescentar ao alarme um temporizador para retardar o disparo ao abrir a porta e para poder sair de casa sem disparar o alarme, ou seja, ter um delay para atuação dos sensores.

Prezado Joel, o circuito que você solicita foi publicado na revista nº 34, no artigo Temporizadores para Alarme e deve resolver seu problema.

Quanto aos projetos que você tem montado sem êxito, alertamos para que fique atento a essa seção de correspondências, onde informamos sobre erratas, experiências e dúvidas dos leitores que podem ser importantes para conduzí-lo ao sucesso nas montagens. Em caso de dúvidas, não faça cerimônias, escreva-nos relatando-as que teremos prazer em auxiliá-lo.

Auto - Protector

Fábio Paula Guimarães (Belo Horizonte - MG) nos chama a atenção sobre uma falha no funcionamento do Auto - Protector da revista nº 31: o relé RL2 não é acionado.

Caro Fábio, frente ao seu relato, constatamos ter ocorrido acidentalmente a inversão do diodo D10 no desenho da placa de circuito impresso da **figura 3**. Pedimos aos leitores que corrijam seu exemplar. Ligando-o na posição correta, como mostra o esquema da **figura 2**, o relé será ativado.

Quanto à repetição de C8 na placa, o capacitor ligado ao coletor de Q5 é o C7, como mostra a **figura 2**; por favor façam a devida correção.

Alarme Infra-Vermelho Sem Fio

Pedimos aos nossos leitores desculpas pelo valor incorreto de um dos componentes do circuito da **figura 3** do referido artigo publicado na revista nº 33.

Na lista de material referente a essa figura, o capacitor C17 é de 4,7 pF e não 15 nF. Por favor efetuem a correção.

FM Superheteródino com uma só Bobina

O leitor Jarbas Lopes da Silva (Sorocaba - SP) montou com êxito o projeto de capa da Eléctron nº 28 e nos pede informações sobre a alteração mencionada para o bloco original de áudio.

Caro Jarbas, a modificação sugerida refere-se à substituição do pequeno amplificador a transistor por um CI amplificador de áudio, que deverá receber sinal do cursor do potenciômetro de volume.

Informações e esquemas referentes aos CIs citados (TBA810 e TBA820) você encontra nas revistas nº 23 (artigo Sintetizador de Áudio Envolvente) e nº 8 (artigo O Componente).

Luz de Freio Personalizada

O leitor Luiz Carlos de Almeida Rodrigues (Belém - PA) montou o circuito de break-light personalizado da revista nº 32 mas está com problemas.

Prezado Luiz, você nos diz que as piscadas não seguem a seqüência devida. Não há motivo para que isso aconteça, a menos que você tenha as lâmpadas dispostas em seqüência errada. Preste atenção na numeração das mesmas.

O resistor R5 que aparece na placa e não está no esquena é dispensável.

Se você certificou-se da correta posição das lâmpadas e as piscadas realmente não seguem a seqüência, procure "filtrar" a linha de clock do CI1, ligando entre os pinos 14 e 8 (clock e terra) um pequeno capacitor (tente valores de 100nF a 10µF).

Placar Eletrônico

Aldoberto Lopes

Em muitos jogos, a pontuação é o objetivo primordial, e é fator determinante de uma equipe ou de um jogador vencedor.

No esporte temos o futebol, voleibol, basquete, hand-ball, entre outros jogos, que são exemplos de competições onde a pontuação é almejada pelas equipes adversárias.

Nesses, é indispensável a existência de um marcador de pontos (gols, cestas, sets, etc); imagine a confusão que se criaria se não houvesse o marcador.

Se você precisa de um marcador de pontos, e gostaria que fosse eletrônico, monte o circuito que trazemos nesse artigo.

Você poderá utilizá-lo em muitos jogos, não só esportivos, mas também em jogos de diversão, como jogo de damas, dominó, cartas, etc.

O circuito

Basicamente, um placar é um contador; isso parece bastante óbvio, mas forçam os essa redundância para chamar a atenção de que na verdade vamos construir um **contador** eletrônico; Qualquer que seja o tipo de placar, seja ele de unidade, dezena, centena, etc, sempre será elaborado à partir de uma única célula: um contador/decodificador de 0 a 9.

Esse contador/decodificador é o CI CD4026, de tecnologia C-MOS, que já utilizamos no artigo MAXI RELÓGIO no número anterior da ELECTRON.

Esse CI está representado na **figura 1** com sua pinagem; consulte a ELECTRON Nº 34 se desejar conhecer seu diagrama lógico.

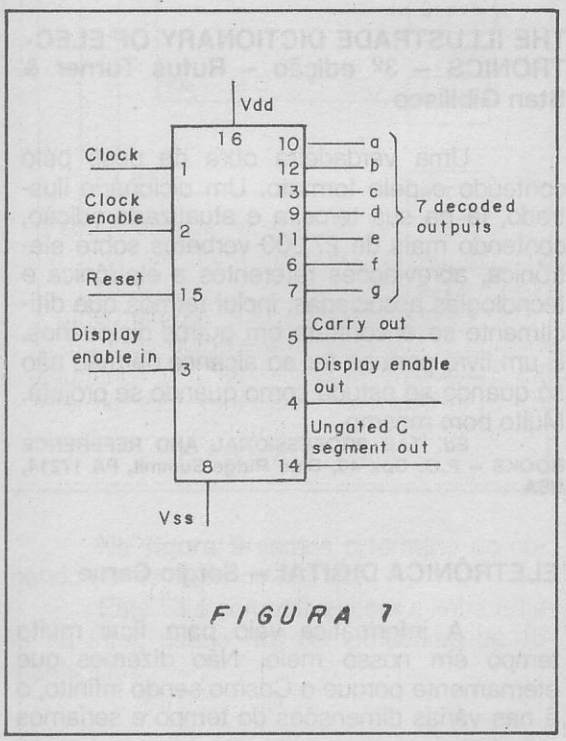


FIGURA 1

O CI é o coração do projeto, e para completar a célula contadora apenas precisamos ligar resistores limitadores de corrente em suas saídas para que possam levar seu nível lógico aos segmentos de um display de

catodo comum, ou a um estágio de potência para ativar lâmpadas geometricamente dispostas para formar um display gigante e de alta luminosidade.

Assim, na **figura 2** temos o diagrama elétrico completo da célula contadora (CI com resistores).

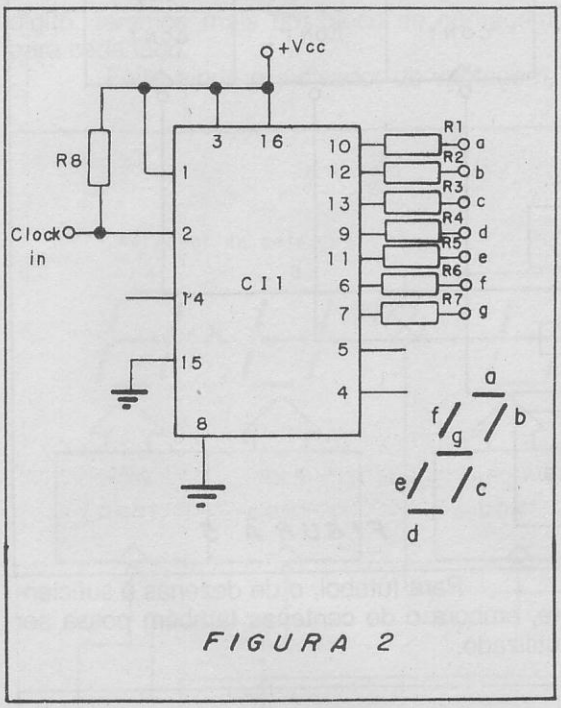


FIGURA 2

Para que o contador avance a contagem, ele precisa de um sinal, ou seja, um clock.

O gerador de clock complementa o contador, e seu diagrama elétrico está na **figura 3**, nada mais que um astável, construido com o inseparável integrante dos projetos aqui da nossa revista: o timer 555.

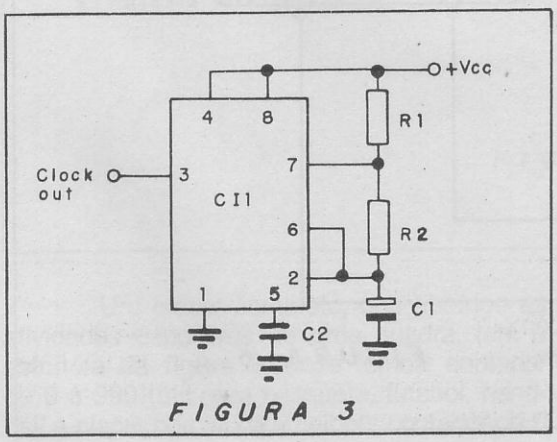


FIGURA 3

Como vamos manejar esses dois circuitos para elaborar diversos contadores, vamos "transfomá-los" em blocos (**figura 4**).

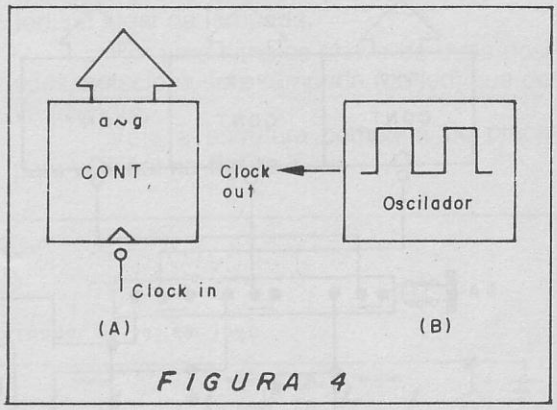


FIGURA 4

O bloco da **figura 4a** é a célula com o CD4026 e o da **figura 4b** a do oscilador com o 555.

Vamos então montar nosso primeiro contador: um placar com capacidade de registrar pontuações de 000 a 999.

Para formar esse placar, precisamos agrupar 6 blocos de contagem (3 para um dos adversários e 3 para o outro).

Do bloco oscilador, um único será necessário.

A **figura 5** mostra a montagem dos blocos.

Em S1, S2 e S3 incrementamos respectivamente, unidades, dezenas e centenas da marcação, no placar A, se SA estiver pressionado simultaneamente a um desses, e no placar B, se for SB o pressionado ao mesmo tempo que um dos três.

Note que esses interruptores de pressão é que permitem a chegada do sinal de avanço da contagem (clock) às células contadoras.

Por exemplo, mantendo S1 e SA pressionados, a marcação do display D1 é incrementada sucessivamente, até que um dos dois, ou os dois sejam liberados (o que é feito quando o display mostra o número que desejamos).

Se você deseja um placar com marcação de 00 a 99, apenas elimine um bloco contador de cada adversário e o interruptor correspondente, ficando então com a configuração da **figura 6**.

De maneira análoga, pode-se montar um placar apenas de unidades (0 a 9).

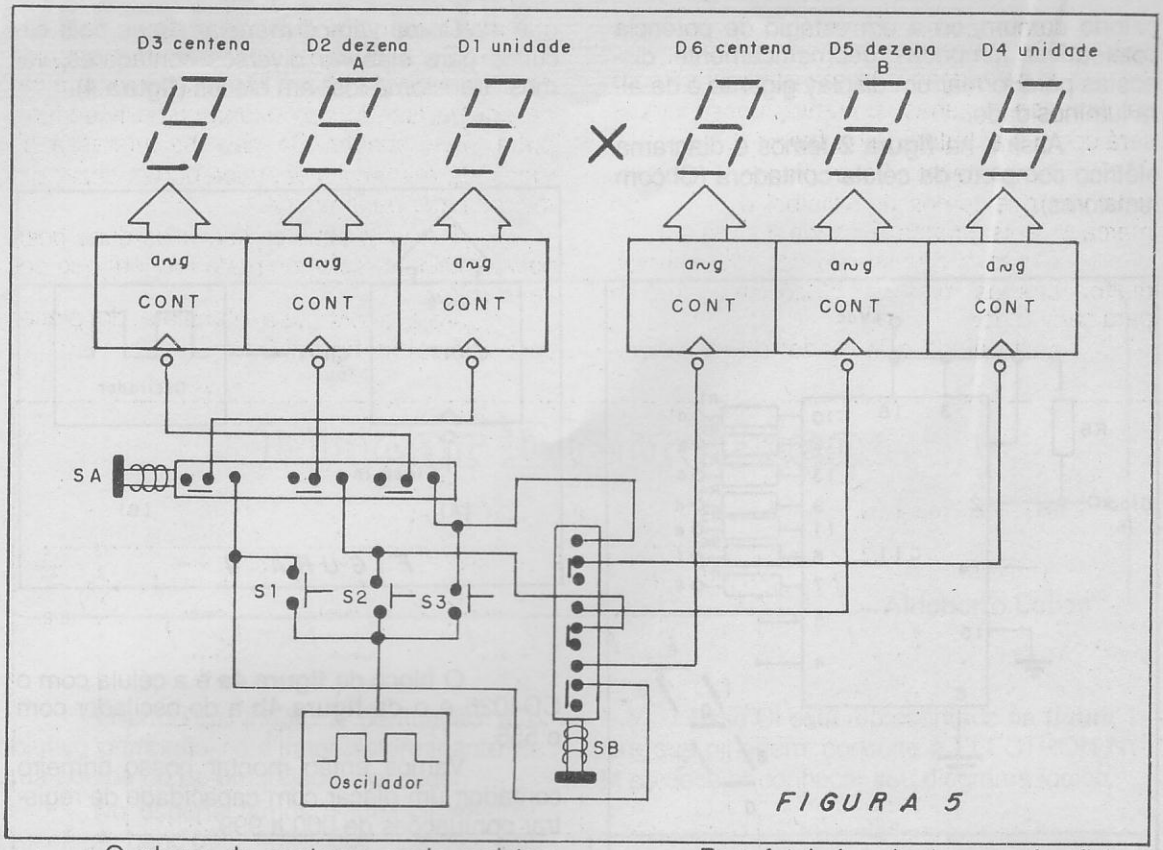


FIGURA 5

O placar de centenas pode registrar pontuações elevadas, como do basquete, por exemplo.

Para futebol, o de dezenas é suficiente, embora o de centenas também possa ser utilizado.

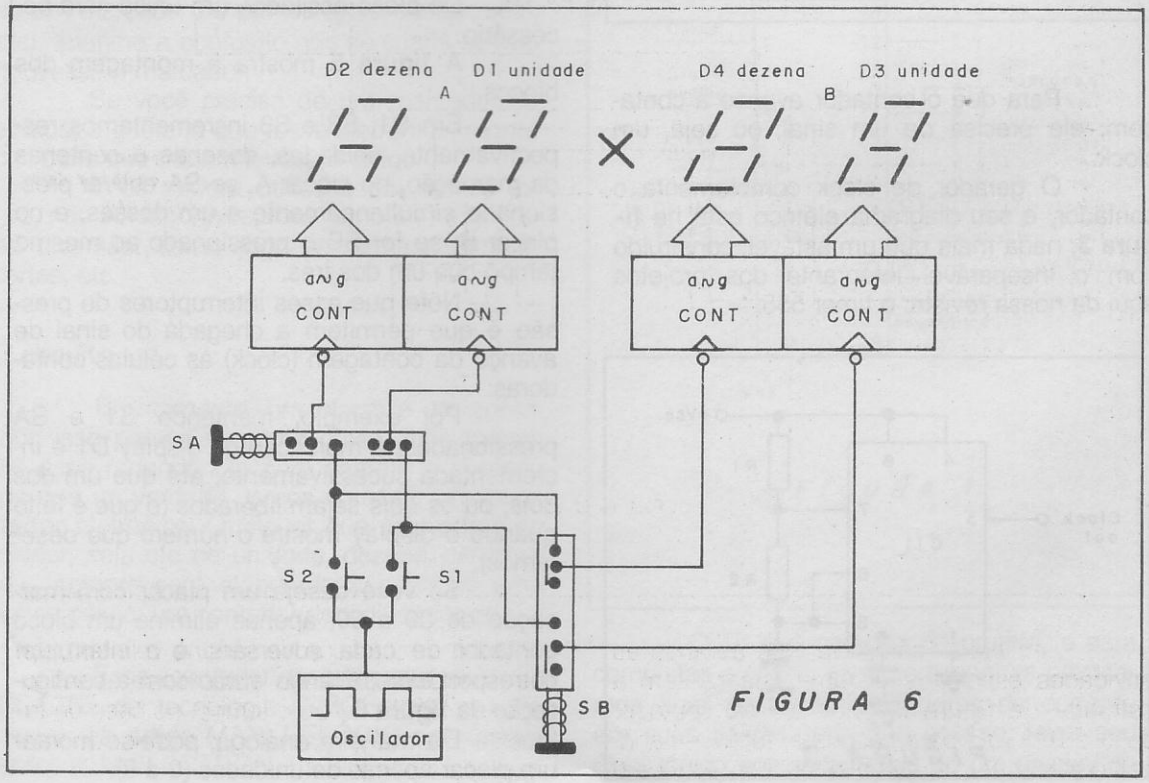


FIGURA 6

Agora, como fariamos um placar para voleibol?

A pontuação máxima do voleibol está na casa de dezenas, portanto, nosso placar será como o estruturado na **figura 6.**

No entanto, esse placar é parcial, uma vez que temos no voleibol o geral, que marca os sets ganhos por cada equipe.

Como o número de sets é um único dígito, teremos mais um bloco de contagem para cada lado.

Falta ainda o indicador de vantagem, que marca a equipe que conquistou o saque.

Esse indicador pode ser uma lâmpada de cada lado do placar, ou seja, uma para cada equipe, sendo que quando uma acender a outra deve apagar. Se não lhe interessa dimensões e intensidade, você pode utilizar um led, no lugar da lâmpada.

Por uma simples chave de duas posições, seleciona-se a lâmpada (ou led) que deve acender.

Veja a estrutura completa do placar para voleibol na **figura 7.**

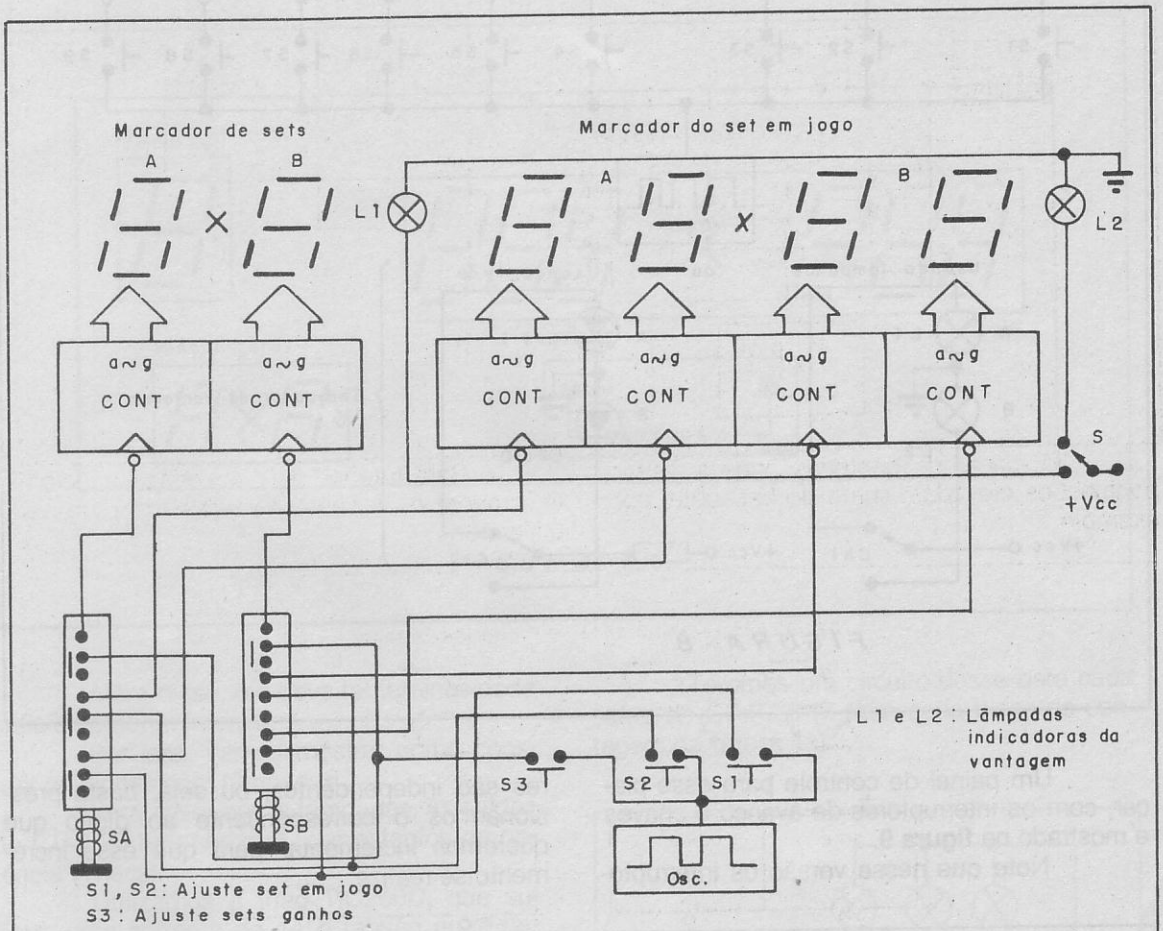


FIGURA 7

Um placar completo, que abrange as atividades esportivas de uma quadra, tem a estrutura da **figura 8**, onde temos: contador de 0 a 999 (útil para basquete, futebol, handball e placar parcial de voleibol); contador de 0 a 9 (para a marcação de sets no voleibol); um outro contador de 0 a 9 (para indicar o set jogado – 1º,2º,3º... – ou o tempo, no caso de futebol – 1º ou 2º); e ainda o marcador de vantagem para o voleibol.

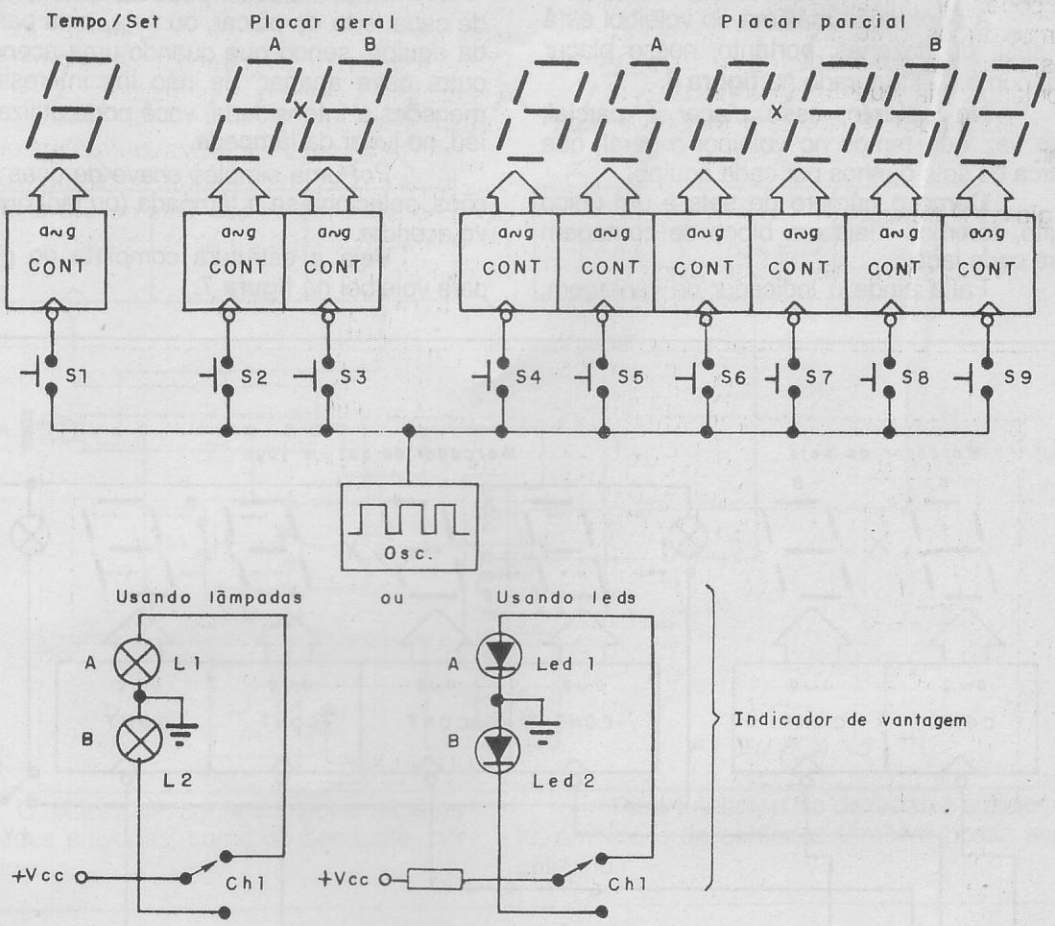


FIGURA 8

Um painel de controle para esse placar, com os interruptores de avanço e chaves é mostrado na **figura 9**.

Note que nessa versão os interruptores são independentes, ou seja, basta pressionarmos o correspondente ao dígito que queremos incrementar para que esse incremento se realize.

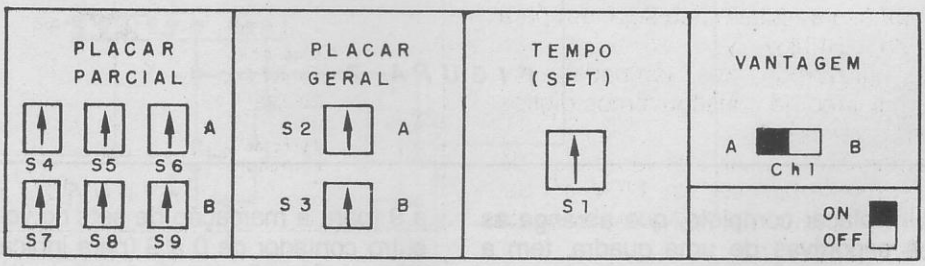


FIGURA 9

Essa forma de funcionamento também pode ser utilizada nos outros placares que mostramos, onde SA e SB seriam eliminados, uma vez que a entrada de clock de cada contador teria seu interruptor "particular".

Na **figura 10** temos o mostrador do placar.

Estágio de Potência

No caso de se utilizar displays de leds, com catodo comum, não há necessidade de estágio de potência entre o bloco de contagem e o mostrador, ou seja, as saídas do CD4026 excitam diretamente os segmentos dos displays, sendo que os resistores R1 a R7 limitam a corrente.

Se o placar for utilizado em uma quadra, for exemplo, torna-se interessante fazê-lo de dimensões maiores que as de um display de leds, para que possa tornar-se visível a distâncias maiores.

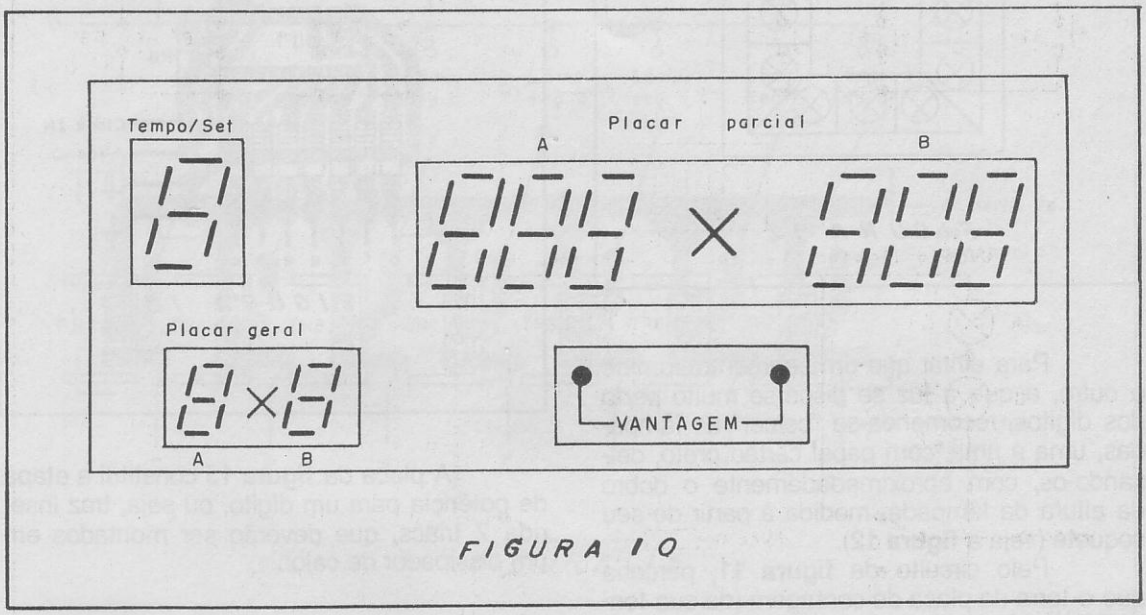


FIGURA 10

Além disso, ele deve ter luminosidade suficientemente intensa.

Por isso, vamos mostrar como construir os dígitos com lâmpadas.

Para ativar essas lâmpadas, às saídas do CD4026 teremos que ligar estágios de potência (Triacs).

Utilizamos o triac TIC206D, que suporta uma corrente de 4A e tensão entre terminais de 400V.

Será utilizado um Triac para cada segmento do display (dígito), ou seja, um para cada saída do CD4026.

Se utilizarmos três lâmpadas por segmento (por triac) já conseguiremos dígitos relativamente grandes.

Vamos então usar três lâmpadas de 60W por segmento, o que em 110V corresponde a uma corrente de 2,31A (corrente de pico), suportável pelo Triac.

As três lâmpadas são ligadas em paralelo entre si e em série com o triac, como mostra a **figura 11**.

Teremos um circuito desse para cada saída do CD4026 (7 para cada bloco de contagem da **figura 4a**).

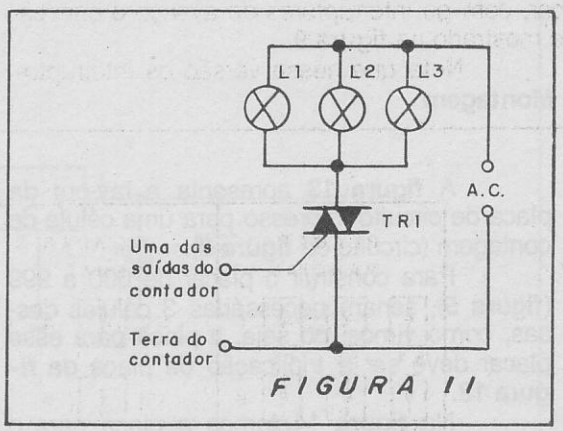


FIGURA 11

Na **figura 12** temos o formato de um dígito construido com as lâmpadas.

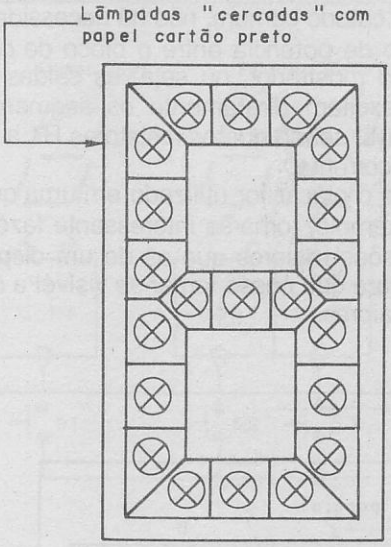


FIGURA 12

Para evitar que um segmento ilumine o outro, e que a luz se disperse muito perto dos dígitos, recomenda-se "cercar" as lâmpadas, uma a uma, com papel cartão preto, deixando-os, com aproximadadamente o dobro da altura da lâmpada, medida à partir do seu soquete (veja a **figura 12**).

Pelo circuito da **figura 11**, perceba que o terra da placa de contagem (da sua fonte DC) está ligado a um dos fios da alimentação A.C. do Triac.

Sendo assim, tome as devidas precauções com choque, e evite utilizar alumínio ou outro metal na confecção do painel de controle do placar (**figura 9**).

Montagem

A **figura 13** apresenta a lay-out da placa de circuito impresso para uma célula de contagem (circuito da **figura 2**).

Para construir o placar de 000 a 999 (**figura 5**), seriam necessárias 3 células dessas, como vimos, ou seja, a placa para esse placar deve ser a triplicação da placa da **figura 13**.

Na **figura 14** temos a placa para o circuito gerador de clock (**figura 3**).

Em qualquer um dos placares que citamos, precisamos apenas uma placa dessa.

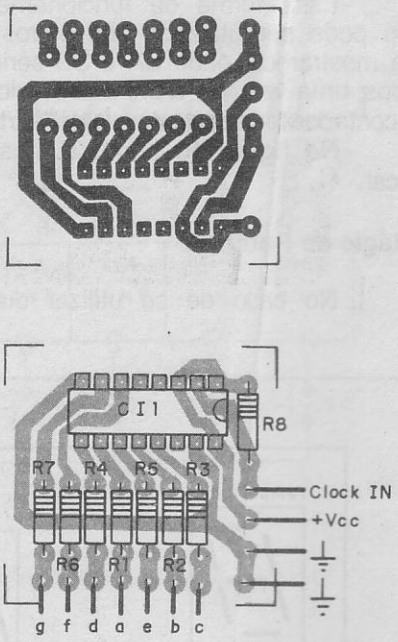


FIGURA 13

A placa da **figura 15** constitui a etapa de potência para um dígito, ou seja, traz inserida 7 triacs, que deverão ser montados em um dissipador de calor.

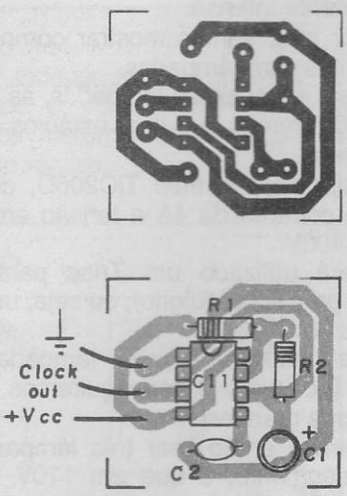


FIGURA 14

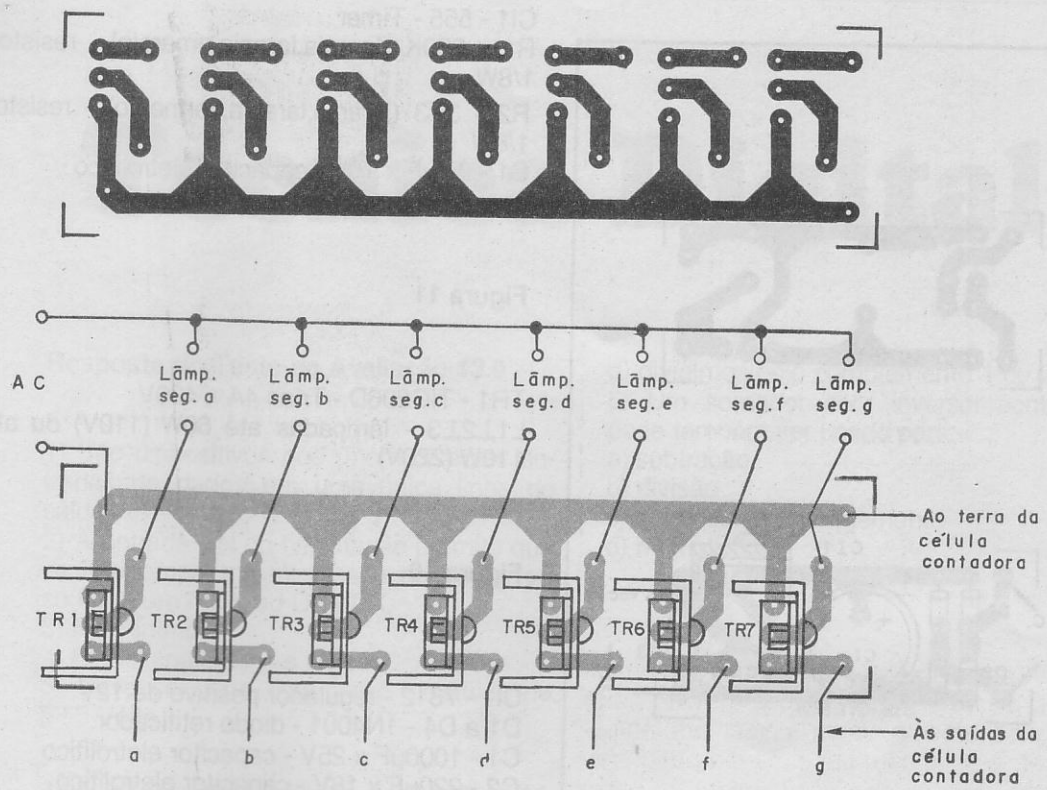


FIGURA 15

A alimentação dos circuitos das **figuras 2** e **3** provém da mesma fonte de 12V. Uma possível de se usar tem o diagrama elétrico mostrado na **figura 16,** com a placa de circuito impresso correspondente na **figura 17.**

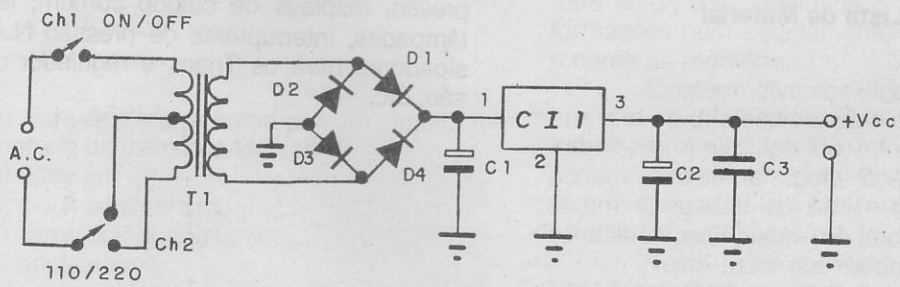


FIGURA 16

Monte o regulador de tensão (CI1) em um dissipador de calor em "U".

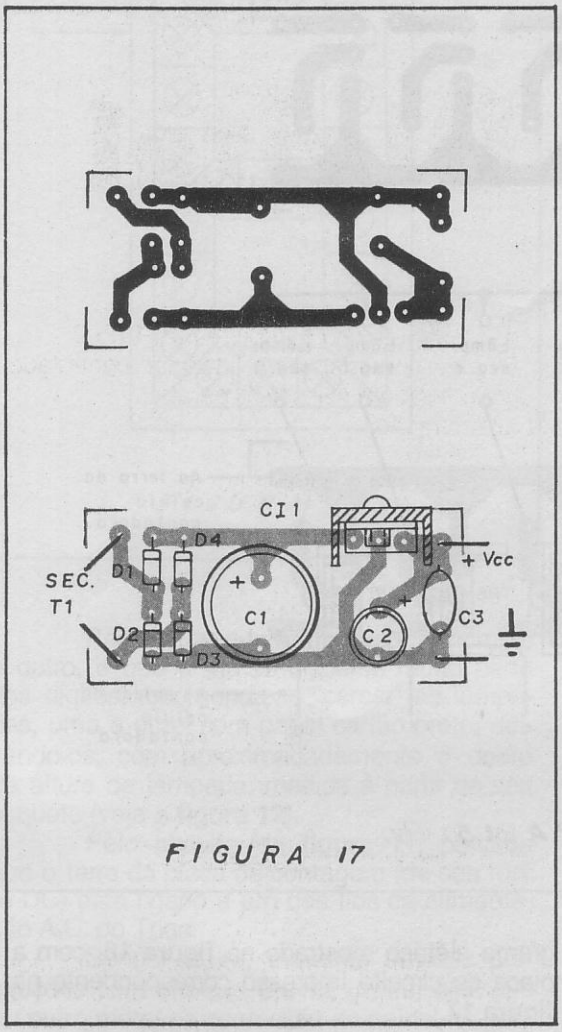


FIGURA 17

Lista de Material

Figura 2

CI1 - CD4026B - contador/decodificador C-MOS
R1 a R7 - 330 ohms (laranja,laranja,marrom) - resistor 1/8W
R8 - 33K (laranja,laranja,laranja) - resistor 1/8W

Figura 3

CI1 - 555 - Timer
R1 - 330K (laranja,laranja,amarelo) - resistor 1/8W
R2 - 3K3 (laranja,laranja,vermelho) - resistor 1/8W
C1 - 2,2µF x 16V - capacitor eletrolítico
C2 - 100nF - capacitor cerâmico

Figura 11

TR1 - TIC206D - Triac 4A x 400V
L1,L2,L3 - lâmpadas até 60W (110V) ou até 110W (220V)

Figura 16

CI1 - 7812 - regulador positivo de 12V
D1 a D4 - 1N4001 - diodo retificador
C1 - 1000µF x 25V - capacitor eletrolítico
C2 - 220µF x 16V - capacitor eletrolítico
C3 - 100nF - capacitor cerâmico
T1 - Transformador: primário 110/220 Vac, secundário 12 Vac x 500mA.
ch1,ch2 - chave 1 pólo x 2 posições ou 2 x 2 (H-H)

Diversos

Soquetes para os CIs, placa de circuito impresso, displays de catodo comum, leds ou lâmpadas, interruptores de pressão N.A., dissipadores para os Triacs e regulador de tensão, etc.

Técnica Digital

Resposta do Teste de Avaliação 13.9

1) São dispositivos que unem diversas entradas de dados em uma única linha de saída.
2) A entrada EN ou habilitação permite que se interrompa a transmissão de dados ou se teste um MUX ou DEMUX.
3) No mínimo 3.
4) Sinais analógicos e digitais
5) Deve ser feita com fonte simétrica de 5+5 Volts.

14.5 – Teste de Avaliação do Capítulo 14

1) A soma dos binários 1010 e 1100 é:

a) 10110
b) 11001
c) 10010
d) 11110

2. O carry na soma 1 + 1 (binário) é:

a) 0
b) 1
c) 10
d) 01

3. Para acelerar a soma por um circuito integrado utilizamos a técnica:
a) carry out
b) clock sincronizado
c) carry look ahead
d) ripple carry

4. Para subtrair um número binário de outro:
a) somamos ao complemento 1
b) somamos ao complemento 2
c) adicionamos 1
d) dividimos pelo complemento 1 ou 2

5. Um somador com inversor controlado pode também ser usado para:
a) subtração
b) divisão
c) soma com o complemento
d) multiplicação

Capítulo 15
Memórias

Introdução

Em muitas aplicações digitais modernas, principalmente as que envolvem o trabalho com grande quantidade de informações como nos microcomputadores, é preciso destinar um setor do equipamento ao armazenamento destas informações. Este setor, cuja finalidade é armazenar informações num equipamento digital recebe o nome de memória.

Existem diversos tipos de memórias que se diferenciam pela maneira como trabalham, pelo tipo de informações que podem armazenar, pela possibilidade de serem apagadas ou não e muitas outras características igualmente importantes.

Nesta lição abordaremos alguns tipos de memórias que tanto podemos encontrar em aplicações digitais mais simples como em aplicações mais complexas.

Lembramos também que as memórias de que trataremos são aquelas que são formadas por circuitos integrados digi-

tais, já que existem modos de se armazenar informações num circuito de uma forma que não faz uso de componentes eletrônicos propriamente ditos.

Destacamos nesta categoria de memórias "não eletrônicas" os núcleos magnéticos, os disquetes, os discos magnéticos, os cartões perfurados, as fitas magnéticas, etc. (**figura 15.1**).

Lembramos ainda que a capacidade de uma memória se mede no número de bits que ela pode armazenar, sendo o bit, um zero ou um um, a unidade mínima de informação digital, segundo já estudamos em lições anteriores.

15.2 - Memórias Voláteis e não Voláteis

Um flip-flop pode ser considerado uma unidade de memória já que, dependendo do sinal aplicado à sua entrada, podemos levar sua saída a se manter num determinado nível de forma permanente.

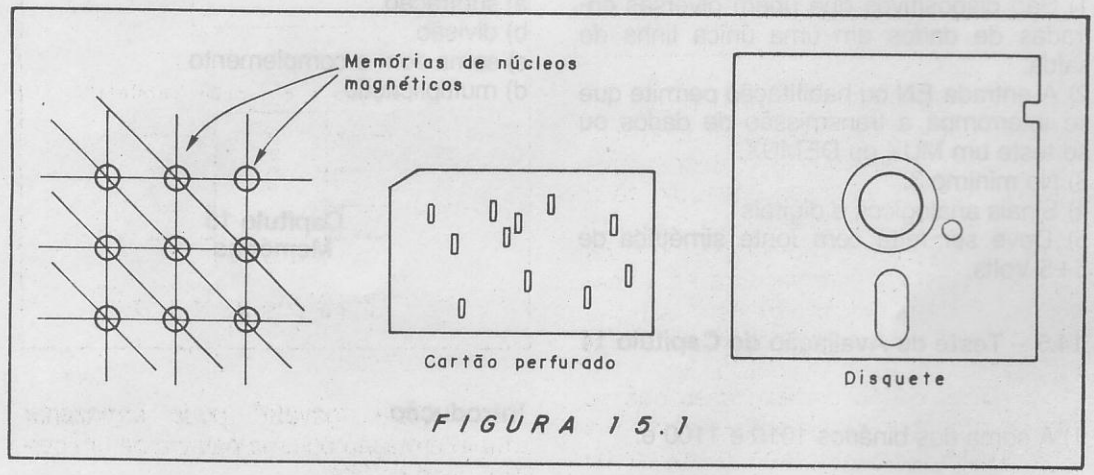


FIGURA 15.1

Um problema que este tipo de memória apresenta, entretanto, é que, quando desligamos a alimentação do circuito, a informação 0 ou 1 existente em sua saída desaparece. Quando religamos o circuito o "flip-flop" não se "lembra" do nível lógico que havia anteriormente.

Este tipo de memória é denominado de "volátil" no sentido de que pode perder a informação quando a alimentação é desligada.

As memórias dos circuitos de computadores que precisam armazenar informações apenas durante o tempo em que está funcionando, ou seja, durante a execução de um programa são deste tipo.

Já, existem memórias que, mesmo quando a alimentação do microcomputador é desligada, mantém a informação. Estas memórias normalmente são usadas para guardar informações que o computador precisa sempre, a partir do momento em que o ligamos ele já precisa ter informações próprias de como proceder a seguir.

Quando ligamos um computador ele deve imediatamente "saber o que fazer" no sentido de se preparar para receber aquilo que você quer que ele faça, ou seja, ele deve saber reconhecer as ordens e as instruções mandadas através do teclado. Deve então haver uma memória permanente que guarde estas informações desde o momento em que o computador é fabricado.

Este tipo de memória é chamado de "não volátil" e pode ser fabricado de diversas formas conforme veremos.

15.3 - Organização de uma Memória

Na **figura 15.2** temos a representação de uma memória em que aparecem as suas entradas e saídas.

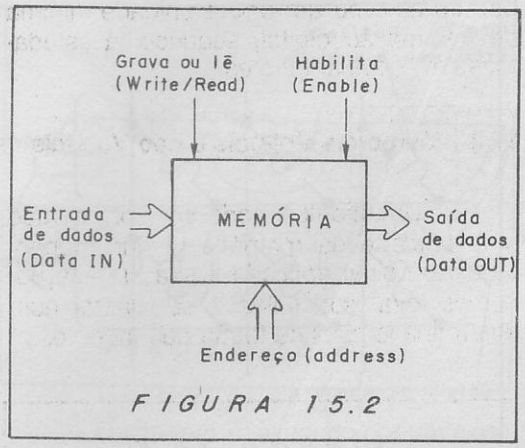


FIGURA 15.2

Temos então um conjunto de entradas ou entrada única em que são aplicadas as informações que a memória deve guardar. Teremos diversas entradas, se a memória for do tipo paralelo, ou seja, devemos aplicar ao mesmo tempo todos os bits que formam a informação a ser armazenada. Por outro lado, existem aquelas memórias em que os bits podem entrar por uma mesma linha,em seqüência.

Dizemos no primeiro caso que se trata de uma memória de acesso paralelo e no segundo caso, de uma memória de acesso seqüencial. A entrada dos dado sé normalmente marcada como "data in".

Para a retirada ou leitura das informações, as memórias podem ter terminais separados ou então utilizar os mesmos terminais empregados para a gravação das informações. Temos então que os "data out" ou saída de dados podem ser tanto seqüenciais como paralelos (**figura 15.3**).

Quando uma memória usa as mesmas entradas ou entrada para também servir de saída de dados, temos um terminal de seleção de função que determina como está ocorrendo sua operação. Este terminal está marcado como Read/Write ou R/W e a colacação de uma barra em um deles indica que ele estará ativo quando o nível lógico for zero.

Assim, se tivermos R/$\overline{W}$ isso significa que este terminal estando no nível alto, a memória estará na função de leitura (read) quando então podemos ler a informação em seu interior. Por outro lado, levando este terminal ao nível baixo, teremos a condição em que a memória pode ser gravada, ou seja, podemos armazenar informações.

Internamente, as palavras ou informações que formam os bytes são organizadas em "pilhas" conforme mostra a **figura 15.4.**

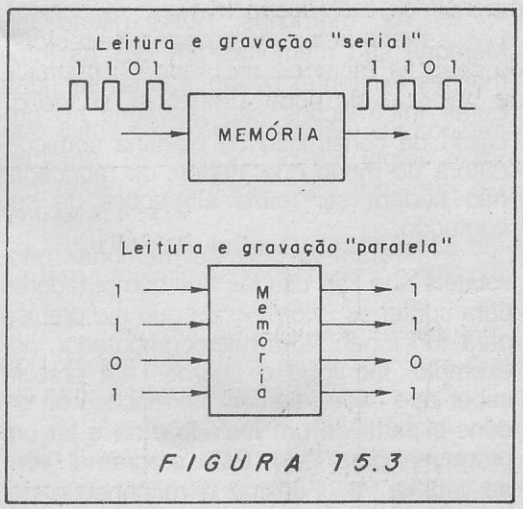


FIGURA 15.3

Cada "gaveta" pode armazenar uma informação ou uma palavra de um certo número de bits.

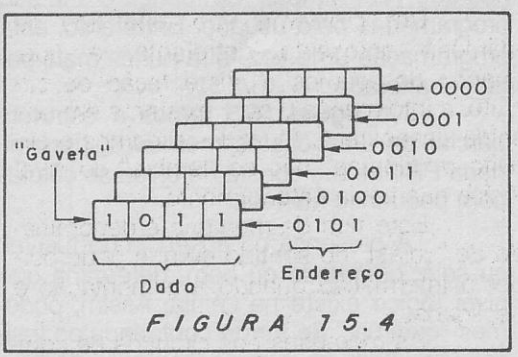


FIGURA 15.4

Esta gaveta tem uma posição na pilha que é dada por um endereço ou "address" o que significa que se quisermos colocar ou tirar uma informação de uma determinda "gaveta" que forma a memória, devemos indicar o seu endereço.

Assim, encontramos nas memórias uma entrada chamada "address" que indica de que gaveta ou unidade estamos tirando

ou colocando a informação.

A habilitação "Enable" serve para colocar a memória em ação, já que quando esta entrada está desativada temos uma condição de espera de baixo consumo.

15.4 - Memórias Rom

As memórias ROM (Read-Only Memory) são memórias em que as informações existentes podem apenas ser lidas. Estas informações são gravadas no processo de construção da pastilha semicondutora de modo que, depois de fabricadas, não podem ser feitas alterações de seu conteúdo.

Tratam-se pois de memórias não-volateis que são usadas nos computadores para conter as informações que ele precisa para funcionar. Num microcomputador, por exemplo, tão logo o ligamos ele precisa saber que deve receber informações ou ordens a partir de um teclado e deve ter um programa para isso. Este programa "vem de fábrica" e o ensina a reconhecer, por exemplo, as instruções que formam a linguagem Basic.

Além das memórias que são gravadas na fábrica no processo de fabricação das pastilhas (Mask ROM) existem memórias que vem "limpas" de fábrica e que são programadas pelo usuário. Entretanto, esta programação uma vez feita nunca mais pode ser alterada.

Na **figura 15.5** temos a estrutura parcial de uma destas memórias, denominada PROM, que consta de diversas células com pequenos fusíveis.

A presença ou ausência do fusível, ou seja, queimado ou bom, determina que nível lógico existe na célula. Assim, podemos "queimar" de forma controlada os fusíveis, gravando as informações desejadas.

Endereçamos então as células que devem ser queimadas e aplicamos um pulso de corrente de 20 a 30V sob 20 a 50 mA o que causa a queima dos fusíveis endereçados e assim gravamos as informações.

Encontramos PROMs de 32 até mais de 8192 palavras de 4 ou 8 bits que são utilizadas nas mais diversas aplicações práticas.

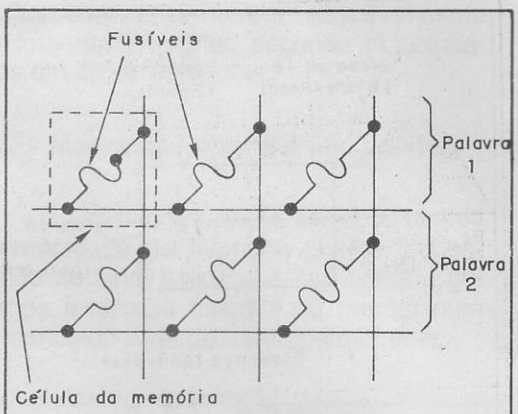


FIGURA 15.5

Um dado muito importante para uma memória é o tempo de acesso à informação. Este tempo de acesso é medido em nanosegundos e pode variar para uma PROM entre 100 e 700 ns.

Uma modalidade muito interessante de memória da família das ROMs é a EPROM.

15.5 - Memórias Eprom

As Erasable Programable Read-Only Memory podem ser programadas de forma relativamente simples e se necessário podem ser apagadas por um processo especial de que falaremos mais adiante.

Para programar uma Eprom basta endereçar a informação e aplicar às entradas correspondentes das células os níveis lógicos correspondentes.

Esta programação é retida pela memória na forma de cargas estáticas que ficam em determinadas regiões de cada célula e que influem na condução de transistores de efeito de campo determinando se o nível na saída será 0 ou 1, conforme programado, durante o ciclo de leitura.

Estas memórias, conforme mostra a **figura 6** possuem uma "janela" de quartzo que expõe a pastilha à luz externa. Em especial, o quartzo é transparente à radiação ultravioleta (**figura 15.6**).

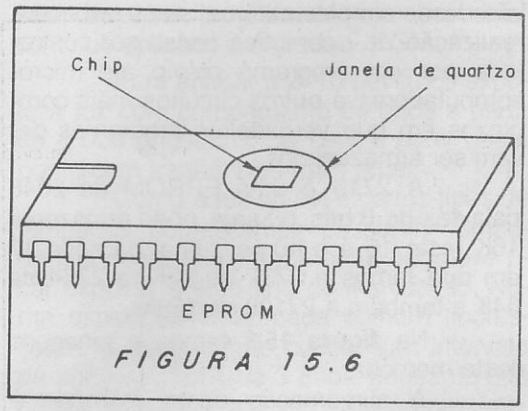


FIGURA 15.6

Desta forma, expondo por um certo tempo a "pastilha" da memória à radiação de uma lâmpada ultra-violeta podemos apagar todas as informações nela contida.

Depois de apagada a informação, cobrimos a janela para que depois de gravada a informação não se perca pela ação da luz ambiente ou luz solar.

Podemos encontrar memórias EPROM com capacidade de 1K a mais de 500K, o que representa a possibilidade de gravar grande quantidade de informações.

Jogos eletrônicos podem usar estas memórias em "cartuchos" com um determinado jogo programado.

15.6 - Memórias Ram

Diferentemente das memórias ROM que só podem ser lidas, as RAM podem ser constantemente lidas e ter sua programação alterada quando se desejar. A denominação RAM significa Random Acess Memory ou Memória de acesso Aleatório.

Também podemos chamar estas memórias de RWM (Read Write Memory) que é uma denominação mais apropriada em vista do que pode fazer, ou seja, ser lida ou ter dados gravados a qualquer momento.

As memórias RAM são voláteis, ou seja, perdem a informação se a alimentação for desligada, mas mesmo com a alimentação mantida algumas memórias precisam estar constantemente sendo ativadas para que a informação não se perca.

Temos então as chamadas RAM estáticas, que podem reter a informação, e enquanto a alimentação estiver ligada esta informação se mantém para ser lida a qualquer momento que desejarmos.

No entanto, existem as RAMs dinâmicas que precisam estar constantemente reativando as informações que lhe são entregues, numa espécie de ciclo permanente de lembrança,em que a informação é lida e reaplicada à mesma célula quando estiver se tornando "mais fraca". Dizemos que estas memórias precisam ser constantemente "refrescadas" e em inglês existe um termo semelhante para isso que é o "refresh".

Uma memória RAM dinâmica típica tem um ciclo de refresh de 2 ms, o que significa que a cada dois milésimos de segundo a informação existente no seu interior precisa ser lida e regravada para que ela não se perca (**figura 15.7**).

As memórias RAM estáticas são mais fáceis de usar, pois não precisam do "refresh" mas, em contrapartida, para grandes capacidades de armazenamento as memórias RAM dinâmicas são mais baratas. O ponto que determina a escolha de um tipo ou outro está em torno de 32K.

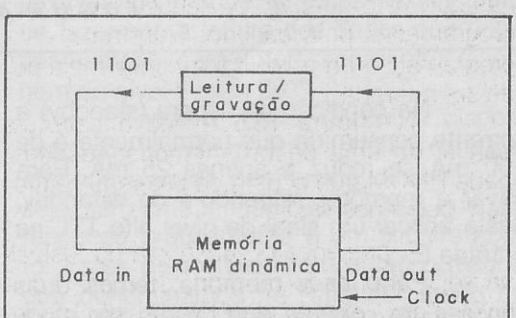


FIGURA 15.7

15.7 - Outras Memórias

Estas memórias que vimos são as mais usadas nos projetos digitais, mas a

tecnologia moderna está chegando a outros tipos que brevemente se tornarão igualmente populares e passarão a ser usadas com a mesma facilidade.

Temos por exemplos as EEPROM que podem ser tanto gravadas como apagadas por sinais elétricos e não são voláteis.

A gravação é feita por meio de sinais lógicos endereçados às células, exatamente como nas EPROMs comuns, mas para apagar esta informação não precisamos dar um "banho" de radiação ultravioleta.

2716

A 2716 é uma das mais populares EPROMs para uso em circuitos digitais que vão desde simples automatismos em que a realização de operações possa ser controlada por um programa prévio até microcomputadores e outros circuitos mais complexos em que verdadeiros programas devam ser armazenados.

A 2716 é uma EPROM de 2048 palavras de 8 bits, ou seja, pode armazenar 16K (este 16 é o número final da série 17 em que temos a 2732 de 32K, a 2764 de 64K e também a 27128 de 128K).

Na **figura 15.8** temos a pinagem desta memória.

A alimentação desta memória é feita com uma tensão de 5V e suas saídas são perfeitamente compatíveis com dispositivos TTL. Trata-se de uma EPROM estática, o que significa que ela não precisa de clock ou refresh.

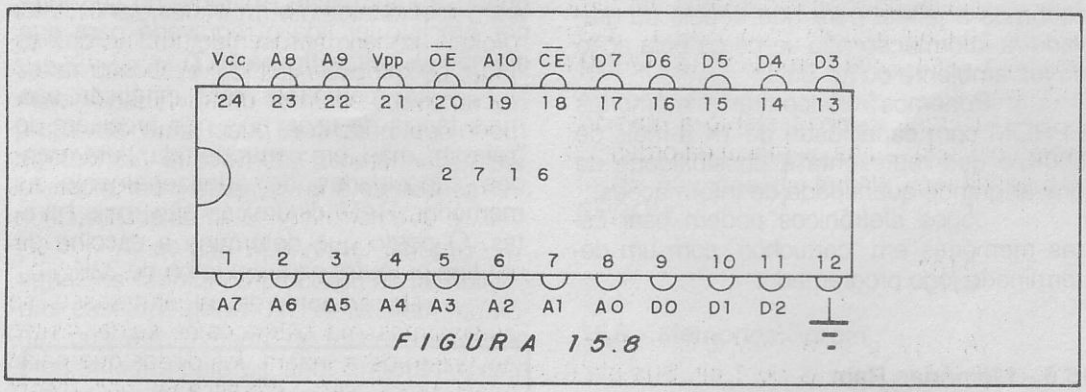


FIGURA 15.8

Na condição de espera (standby) a corrente consumida que normalmente é de 100 mA se reduz a apenas 25 mA. Para ativar a memória, retirando-a do estandby, basta aplicar um sinal de nível alto TTL na entrada E.

Para ler a memória, temos duas funções de controle que devem ser ativadas. A entrada $\overline{E}$ (Chip Enable ou Habilitação do Chip) deve ser acionada para tirar a memória da posição de espera (standby). A entrada G habilita as saídas de modo que possamos ler os dados.

Nas entradas Ao a A10 aplicamos os endereços para posicionar a memória de modo a termos acesso à posição desejada. As saídas são os terminais de Q0 a Q7.

Para programar esta memória, devemos considerar que, ao ser apagada, todos os seus bits estarão no estado interno "1", ou seja, no nível lógico alto.

Devemos então programar os "0s" (zeros) nas posições desejadas aplicando na entrada Vpp uma tensão de 25V e levando a entrada G ao nível alto. O dado de 8 bits a ser programado é aplicado em paralelo com os pinos das saídas de dados.

As entradas de dados e endereços precisam de níveis TTL. Quando dados e endereços estiverem estáveis, um pulso de nível alto TTL de 50 ms deve ser aplicado na entrada $\overline{E}$/PMG. O dado ficará então armazenado na posição endereçada. Esta operação deve ser repitida a cada posição a ser programada. As posições podem ser programadas em qualquer ordem e a largura máxima do pulso de programação não deve ser superior a 55 ms. A memória 2716

não deve ser programada com um sinal contínuo aplicado à entrada $\overline{E}$/PGM.

Para apagar a 2716 devemos expô-la à luz com comprimento de onda a partir de 4 000 ângstrons, ou seja, a partir deste ponto, com freqüências mais altas.

Como a luz do sol e certos tipos de lâmpadas fluorescentes possuem componentes nesta faixa, a memória não deve ficar exposta a este tipo de iluminação. Numa exposição à lâmpada comum fluorescente, o apagamento ocorre num intervalo de aproximadamente 3 anos, enquanto que no sol este intervalo se reduz a aproximadamente 1 semana.

Para o apagamento recomenda-se a utilização de uma luz ultravioleta de comprimento 2537 angstrons, sendo o tempo necessário da ordem de 15Ws/cm^2.

Nesta condições, teremos um tempo de apagamento da ordem de 15 a 20 minutos para uma lâmpada de 12 000 µW/cm^2.

Durante o apagamento a memória será colocada a uma distância da ordem de 2,5 cm da fonte de luz.

2102

A 2102 é uma RAM capaz de armazenar 1024 palavras de 1 bit. Sua pinagem é mostrada na **figura 15.9**.

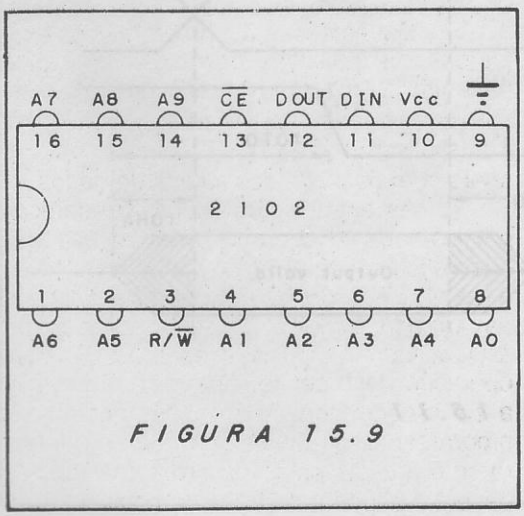


FIGURA 15.9

Trata-se de uma RAM estática que precisa de uma tensão de alimentação de 5V.

Os terminais Ao à A9 são das linhas de endereçamento, ou seja, onde aplicamos os níveis lógicos que identificam a posiçãoem que a informação deve ser lida ou gravada.

O terminal Din é usado para a entrada de dados e o terminal Dout é usado para a leitura ou saída de dados.

15.8 - Saídas Tri-State

Em muitas aplicações que envolvem processamento de dados, os circuitos digitais podem apresentar um terceiro estado, ou terceiro nível lógico. Conforme estudamos, na saída de uma função lógico só podemos encontrar duas situações possíveis. Ou temos a tensão de alimentação +Vcc que será de 5V para os dispositivos TTL e que corresponde ao nível alto (HI) ou 1, ou então temos a tensão de 0V que corresponde ao nível baixo ou L0, ou ainda 0.

No entanto, em alguns casos, se precisarmos manusear estas saídas antes de fazermos a leitura dos dados que nelas aparecerem, será interessante não dispor nem do nível 1 nem do 0.

Podemos então encontrar dispositivos que admitem uma terceira condição em que a saída permanece desligada, ou seja, sem uma tensão nula ou alta, que corresponde praticamente a um circuito aberto. Estes dispositivos têm então o recurso que denominamos de "tri-state" muito útil em determinadas aplicações digitais.

2114

A 2114 é uma outra memória RAM muito popular sendo organizada na forma de 1024 palavras de 4 bits com alimentação de 5V. Na **figura 15.10** temos a sua pinagem.

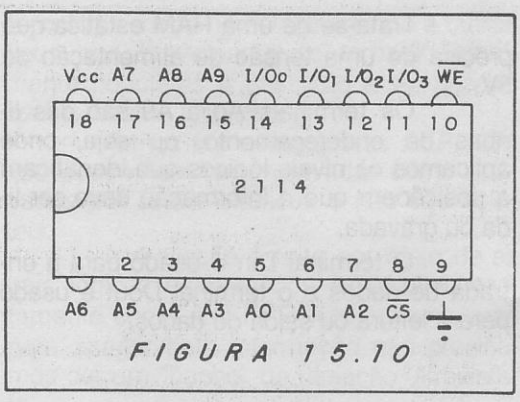


FIGURA 15.10

Nos terminais de A0 a A9 colocamos o endereçamento, ou seja, a posição da memória em que devemos ler ou gravar a informação. Nas entradas de I/O0 à I/O03 podemos tanto ler o dado gravado, como aplicar um sinal a ser gravado, dependendo do que aplicarmos à entrada Write Enable, ou seja, $\overline{W/E}$.

Se esta entrada estiver no nível alto (HI) então temos a leitura dos dados, mas se a entrada estiver no nível baixo, fazemos a gravação. Quando $\overline{CS}$ estiver no nível 1, as saídas passam a uma situação de alta impedância, que caracteriza a função "tri-state".

Podemos encontrar a 2114 em diversas versões que se diferenciam pelos tempos de acesso.

Estes tempos podem variar entre 100 ns e 250 ns.

Normalmente, os tempos de acesso são representados na forma de um gráfico, conforme mostra a **figura 15.11**.

Nestes gráficos temos TRC que representa o tempo total de leitura da dado, TA que é o tempo de acesso, que é quanto tempo demoramos para chegar até a informação e TCO que é o tempo que o integrado precisa para se colocar em condições de realizar a operação de leitura levando a informação até a saída.

Veja que num sistema digital em que temos de operar com milhares de posições de uma memória, lendo-as todas e passando-as para um circuito externo, mesmo os tempos de microsegundos ou nanosegundos destas memórias são importantes no projeto. Estes tempos podem influir num projeto, já que devemos fazer um sincronismo perfeito entre todas as partes.

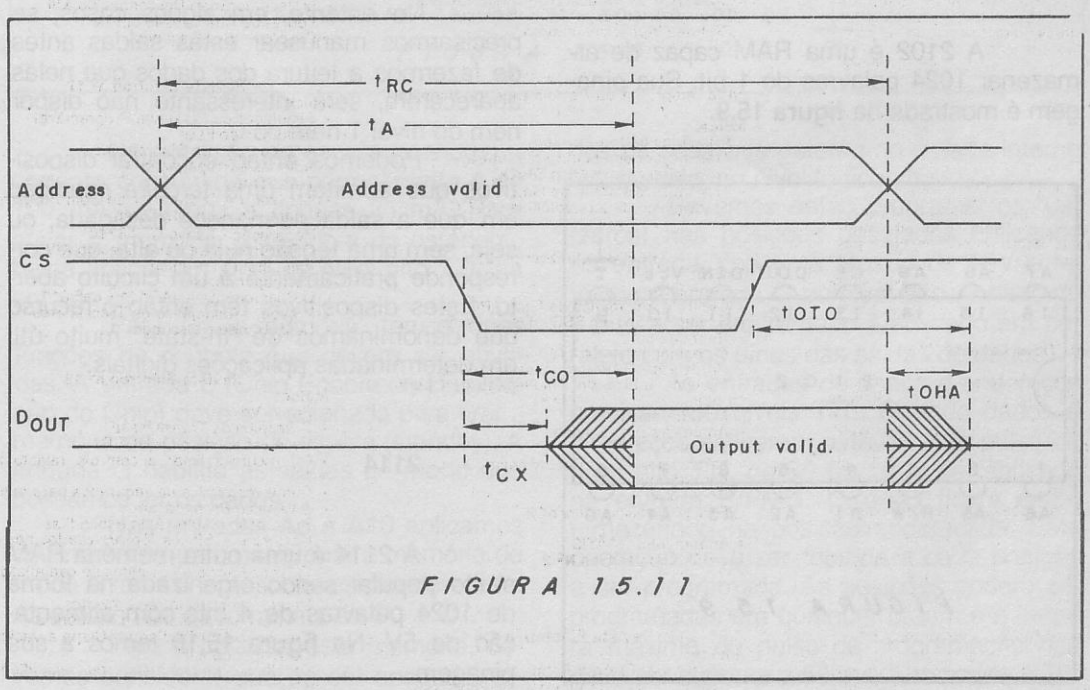


FIGURA 15.11