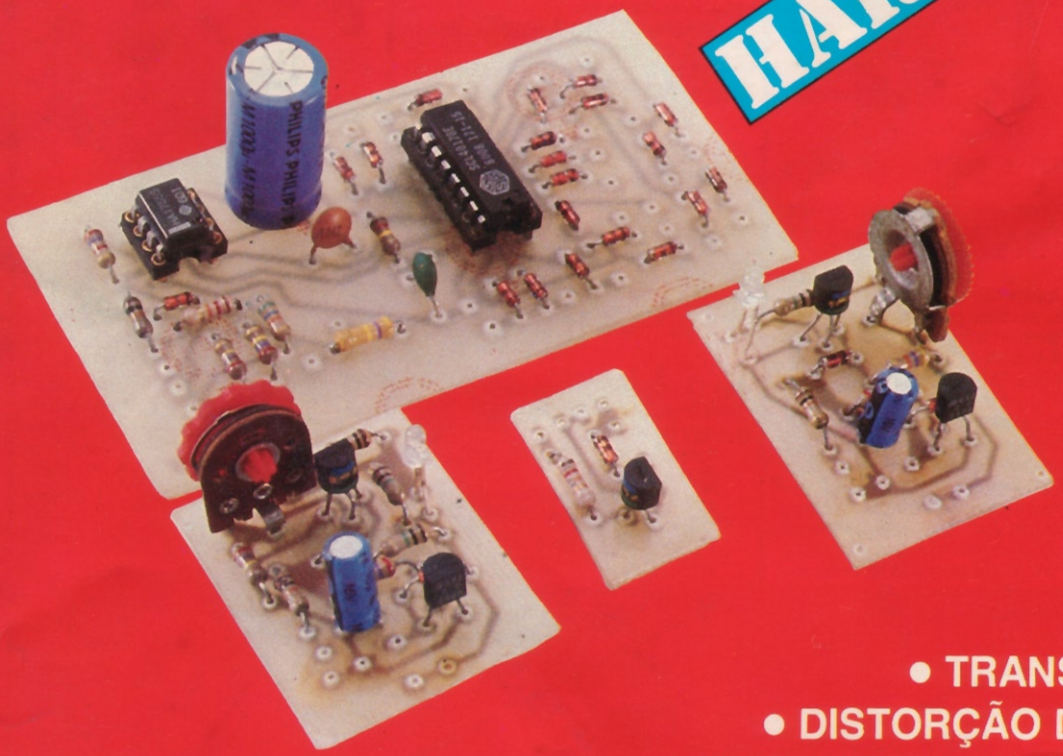
Nº 17

ELÉCTRON

RÁDIO • TELEVISÃO • ELETRÔNICA GERAL

Simulador de Presença Programável

HARDWARE



- TRANSIENTES
- DISTORÇÃO DE FASE
- AMPULHETA ELETRÔNICA
- DESCOBRINDO O OSCILADOR
- A SEPARAÇÃO DE SINCRONISMO
- O GERADOR DE SOM PROGRAMÁVEL PARA MICROS

E MAIS...

Para Altamira, Boa Vista, Macapá, Manaus, Rio Branco, Santarém Cz$ 260,00

ELÉCTRON

RÁDIO • TELEVISÃO • ELETRÔNICA GERAL

EDITOR

Savério Fittipaldi

REDAÇÃO

Maria Sílvia Pires

RELAÇÕES PÚBLICAS

Waldomiro Recchi

PRODUÇÃO

Vicente Fittipaldi

ÍNDICE

Simulador de Presença Programável 2

Distorção de Fase 10

A Separação de Sincronismo 14

Antenas e Propagação 18

Transientes 26

Hardware – O Gerador de Som Programável para Microcomputadores 33

Reparação – Sanyo CTP 6710 40

O Receptor esse Desconhecido XIV 47

Ampulheta Eletrônica 58

Correspondência 64

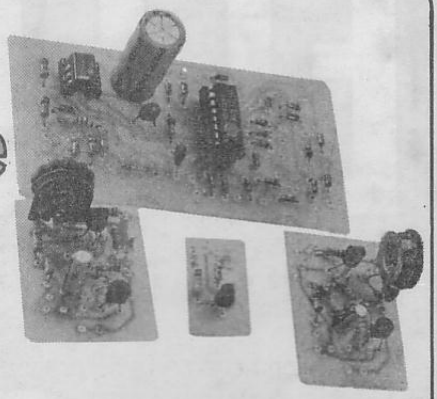
O Componente – μAF111 – μAF311 66

Provador Automático de Transístores 69

Descobrindo o Oscilador 73

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

Simulador de Presença Programável



Aldoberto Lopes
Nasser M. Sleiman

Quando se fala em proteção residencial contra gatunos, logo se associa o fato aos alarmes como dispositivos de segurança.

Um alarme, como o próprio nome já diz, alarma que o local sob "proteção" está sendo ou foi invadido.

No entanto, este tipo de dispositivo não impede a invasão, seja ela total ou parcial.

Nesse artigo, apresentamos o Simulador de Presença Programável, que simula a ocupação de qualquer imóvel, seja ele residencial ou comercial, automaticamente.

A simulação se faz através do acionamento de dispositivos presentes no imóvel sob proteção, que normalmente seriam ligados pelas pessoas residentes.

O aparelho em apresentação pode acionar seqüencialmente diferentes dispositivos, que por exemplo podem ser lâmpadas de determinados cômodos, a televisão, aparelho de som, liquidificador, enfim, qualquer dispositivo elétrico ou eletrônico que possa causar a impressão de estar presente uma ou mais pessoas no imóvel, afastando a possibilidade de um assalto fácil.

Um circuito dessa aplicação deve apresentar algumas características importantes, as quais fazem parte do nosso:

a) permitir o acionamento de vários dispositivos.
b) proporcionar o acionamento de mais de um dispositivo simultaneamente (de preferência em cômodos diferentes do imóvel) para causar a impressão da ocupação por mais de uma pessoa.
c) o acionamento de lâmpadas, principalmente externas, deve ocorrer apenas no período noturno, para que não sejam levantadas suspeitas de acionamento automático.
d) deve permitir o controle independente do tempo durante cada dispositivo permanecerá ligado.

Ainda seria interessante, se o circuito de simulação possuisse um funcionamento periódico, funcionando por um determinado tempo e ficando desativado durante outro.

Para que se possa associar essa característica ao nosso simulador, sugerimos a utilização do FONE-CONTROL, um aparelho de controle remoto via telefone, lançado na revista ELÉCTRON nº 11, que permitirá ao usuário das funções do simulador controlar a gosto o ciclo de funcionamento do seu protetor contra gatunos.

Um outro procedimento recomendado é a utilização, em conjunto ao Simulador de Presença Programável de um sistema eficiente de alarme, tendo-se assim, ao mesmo tempo, um sistema de prevenção à ação dos assaltantes e um outro de alarme, no caso dela ocorrer.

Para isso, sugerimos o uso do sistema de segurança apresentado na ELÉCTRON

nº 12, o ARMS I (Alarme Residencial Multi-Sensorizado I).

O circuito

O diagrama completo do aparelho está mostrado na **figura 1**.

Como podemos observar, o circuito é muito simples, utilizando componentes de fácil aquisição e bem conhecidos dos nossos assíduos leitores.

A primeira parte do circuito é formada por um multivibrador astável programável, utilizando o conhecidíssimo CI 555 (CI1), sendo o responsável direto pelo tempo de permanência no estado ligado de cada dispositivo sob controle automático pelo simulador.

A programação dos tempos é feita através dos pontos *A, B, C, D, E, F*, que nos permitem respectivamente cerca de 15 segundos, 30 segundos, 2 minutos, 7 minutos, 14 minutos ou 35 minutos, para cada um dos aparelhos sob atuação do simulador.

Os pulsos da saída do multivibrador astável (pino 3 do 555) são aplicados ao pino 14 (entrada clock) do CI 4017 (CI2), um contador/decodificador de 10 saídas, responsável pela seqüência de selecionamento dos dispositivos a serem acionados, constituindo a segunda parte do circuito simulador.

Ao ser ligado, a saída ativa do 4017 é S0 e, a cada pulso positivo de clock, sua saída ativa é progressivamente deslocada até S9.

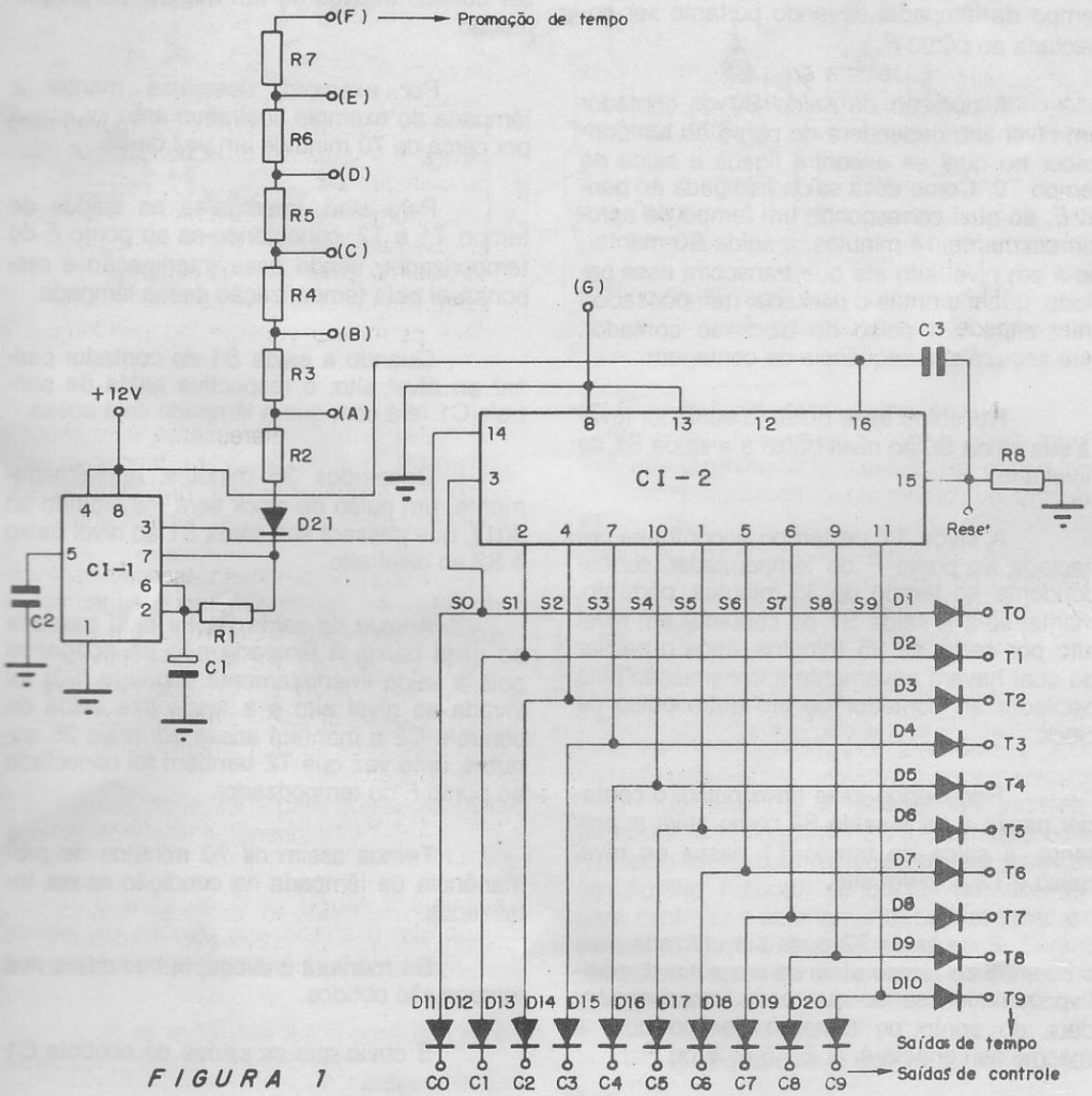


FIGURA 1

Com o 10º pulso, o ciclo de deslocamento se repete, ou seja, é reiniciado novamente a partir de S0.

Para deixarmos bem claro o modo de operação e programação do Simulador de Presença Programável, tomaremos por base uma situação ilustrativa.

Por exemplo, deseja-se acionar no processo de simulação, primeiramente um televisor, mantendo-o ligado por cerca de 14 minutos e, em seguida, uma lâmpadas externa por aproximadamente 35 minutos.

A saída de tempo T0 irá determinar o tempo durante o qual o televisor permanecerá ligado, devendo portanto ser conectada ao ponto *E*, enquanto que a saída T1 de tempo, que é a próxima na seqüência, irá controlar o tempo da lâmpada, devendo portanto ser conectada ao ponto *F*.

A duração da saída S0 do contador em nível alto dependerá do ponto do temporizador no qual se encontra ligada a saída de tempo T0. Como essa saída foi ligada ao ponto *E*, ao qual corresponde um tempo de aproximadamente 14 minutos, a saída S0 manter-se-á em nível alto até que transcorra esse período, quando então o oscilador (temporizador) transmitirá um pulso de clock ao contador, que seguirá sua seqüência de contagem.

Recebido esse pulso, o contador levará sua saída S0 ao nível baixo e a saída S1 ao nível alto.

A saída T1 de tempo encontra-se conectada ao ponto *F* do temporizador, correspondente ao tempo de 35 minutos, portanto, manter-se-á a saída S1 do contador em nível alto por cerca de 35 minutos, após o passar do qual haverá novamente a transmissão pelo oscilador ao contador de um outro pulso de clock.

Recebendo esse novo pulso, o contador passa a ter a saída S2 como ativa e, portanto, a saída de tempo T1 passa ao nível baixo e T2 ao nível alto.

Essa saída T2 pode ser utilizada para o controle do tempo ativo de um outro dispositivo qualquer, sendo que esse tempo dependerá do ponto do temporizador no qual a mesma se conectará, *A, B, C, D, E* ou *F*.

Caso deseje-se apenas o acionamento do televisor e da lâmpada, na forma cíclica, em vez de conectar-se T2 com o oscilador, faz-se sua ligação com o ponto de reset do contador, com o que a contagem recomeça da saída S0 assim que T2 assumir o nível alto, ou seja, novamente é selecionado o televisor, que é acionado através da saída de controle C0, via módulo de potência, como veremos a seguir.

Pode-se também, através de uma única saída, selecionar uma quantidade maior de dispositivos simultaneamente, por exemplo, para ligar ao mesmo tempo o aparelho de som e uma lâmpada interna.

Tempos diferentes dos disponíveis através dos pontos *A, B, C, D, E* e *F* podem ser obtidos através de um macete de programação.

Por exemplo, deseja-se manter a lâmpada do exemplo ilustrativo anterior acesa por cerca de 70 minutos em vez de 35.

Para isso, interliga-se as saídas de tempo T1 e T2, conectando-as ao ponto *F* do temporizador, sendo essa interligação a responsável pela temporização dessa lâmpada.

Quando a saída S1 do contador passar ao nível alto, e respectiva saída de controle C1 fará com que a lâmpada seja acesa.

Decorridos 35 minutos, aproximadamente, um pulso de clock será transmitido ao 4017, que passará sua saída S1 ao nível baixo e S2 ao nível alto.

Apesar da saída S1 ter sido passada ao nível baixo, a lâmpada não irá apagar-se pois a saída imediatamente seguinte (S2) foi levada ao nível alto e a respectiva saída de controle C2 a manterá acesa por mais 35 minutos, uma vez que T2 também foi conectada ao ponto *F* do temporizador.

Temos assim os 70 minutos de permanência da lâmpada na condição acesa totalizados.

De maneira análoga, outros diferentes tempos são obtidos.

É óbvio que as saídas de controle C1

e C2 também deverão ser interligadas para que se obtenha esse funcionamento.

Logicamente, os dispositivos não poderão ser controlados diretamente pelas saídas de controle, sendo necessária a presença de módulos de potência.

Na **figura 2** temos o diagrama elétrico de três possíveis módulos de potência que podem ser utilizados com o Simulador de Presença Programável.

À entrada desses módulos conecta-se a saída de controle relacionada com sua respectiva saída de tempo, que é conectada ao ponto de temporização.

Como o leitor já deve ter notado, essa relação se faz pelo índice de numeração, assim, a saída de controle relacionada com a saída de tempo T1 é C1, T2 é relacionada com C2, e assim por diante.

O módulo de potência irá manter o relé acionado enquanto a saída de controle ligada à sua entrada permanecer em nível alto, ou seja, durante todo o tempo programado anteriormente.

Esse relé, naturalmente, fará a conexão elétrica necessária para que o dispositivo sob controle seja acionado.

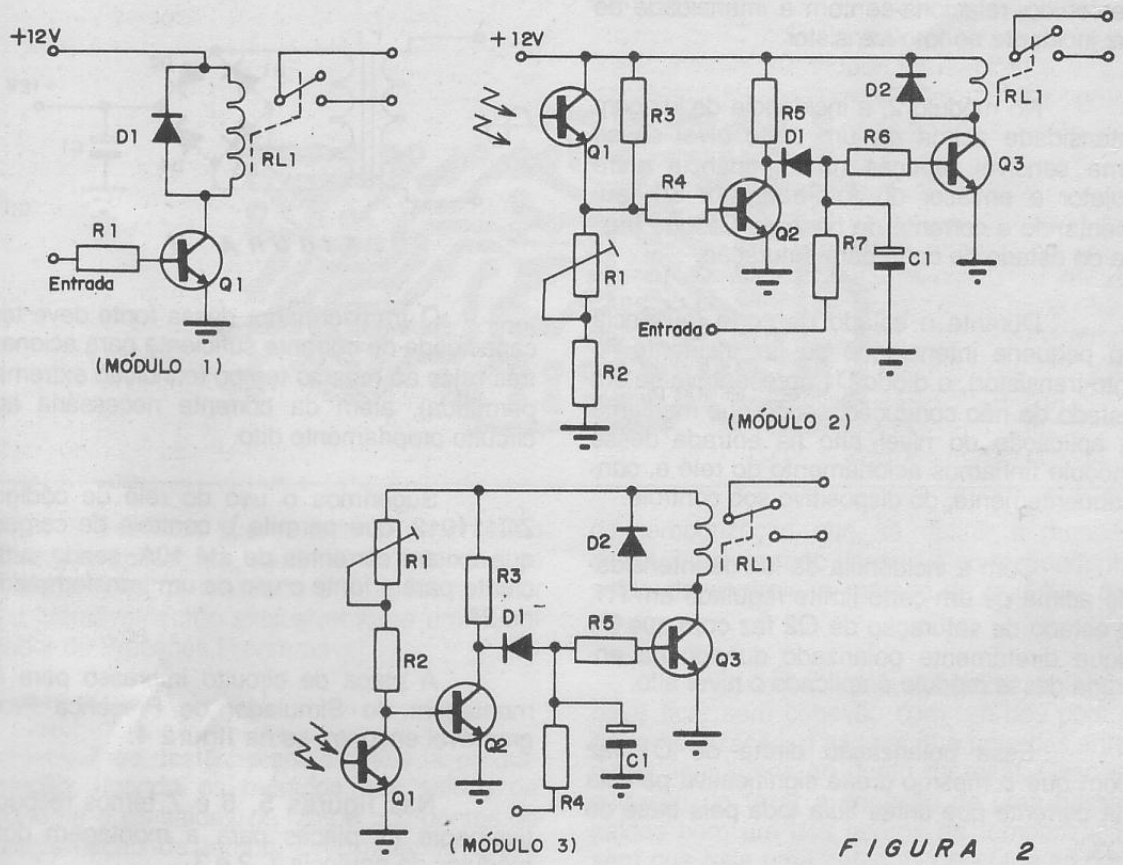


FIGURA 2

o **módulo 1** da **figura 2** é simplesmente um circuito que aciona o relé quando em sua entrada presencia-se o nível alto.

Já os **módulos 2** e **3** possuem características distintas desse primeiro.

O **módulo 2**, através de um fototransístor, o conhecido TIL 78, permite o acionamento do dispositivo sob controle somente em horário noturno, sendo útil por exemplo para controlar o acionamento de lâmpadas externas, o qual é indesejado durante horário diurno por despertar suspeitas de acionamento automático.

O **módulo 3** já age de forma oposta,

ou seja, também através de um foto-transistor (TIL 78), permite o acionamento do dispositivo sob controle somente em horário diurno, sendo útil por exemplo para controlar o acionamento de aparelho de som, liquidificador, batedeira, ou qualquer outro dispositivo perturbativo à vizinhança se ligado à noite.

Fora do "horário" permitido, os módulos 2 e 3 inibem o acionamento, ignorando a presença de nível alto na entrada.

Tanto no módulo 2 como no módulo 3, o trim-pot R1 possibilita a regulagem do "horário" durante o qual o acionamento é possível.

Esse horário, como o leitor já deve ter percebido, relaciona-se com a intensidade de luz incidente no foto-transístor.

No módulo 2, a incidência de luz com intensidade acima de um certo nível causa uma sensível redução na impedância entre coletor e emissor do foto-transístor Q1, aumentando a corrente de base de Q2 que passa do estado de corte para saturação.

Durante o estado de corte (ausência ou pequena intensidade de luz incidente no foto-transístor), o diodo D1 apresentava-se em estado de não condução, sendo que mediante a aplicação do nível alto na entrada desse módulo tinhamos acionamento do relé e, consequentemente, do dispositivo sob controle.

Com a incidência de luz de intensidade acima de um certo limite regulado em R1, o estado de saturação de Q2 faz com que D1 fique diretamente polarizado quando na entrada desse módulo é aplicado o nível alto.

Essa polarização direta de D1 faz com que o mesmo drene significativa parcela da corrente que antes fluia toda pela base de Q3.

Com a redução da corrente de base de Q3, não temos o acionamento do relé, ou seja, o dispositivo sob controle não é acionado.

Analisando o módulo 3, o que temos é um funcionamento semelhante, exceto que o acionamento é permitido sob condições de incidência de luz acima de um certo limite, sendo inibido quando a intensidade da mesma encontra-se abaixo do mesmo.

Como dissemos, o simulador pode ter uma mesma saída acionando simultaneamente mais de um dispositivo.

Para isso, devemos conectar a essa saída mais de um módulo de potência (no máximo 3), sendo que assim que essa saída passar ao nível alto, levará esse nível à entrada dos 3 módulos, podendo assim acionar 3 dispositivos simultaneamente.

A alimentação do Simulador de Presença Programável deve ser de 12V, podendo ser utilizada a fonte da **figura 3.**

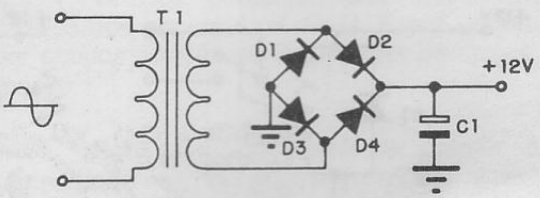


FIGURA 3

O transformador dessa fonte deve ter capacidade de corrente suficiente para acionar três relés ao mesmo tempo (condição extrema permitida), além da corrente necessária ao circuito propriamente dito.

Sugerimos o uso do relé de código ZC111012, que permite o controle de cargas que exijam correntes de até 10A, sendo suficiente para a fonte o uso de um transformador de 2A.

A placa de circuito impresso para a montagem do Simulador de Presença Programável encontra-se na **figura 4.**

Nas **figuras 5, 6** e **7** temos respectivamente as placas para a montagem dos módulos de potência 1, 2 e 3.

Outras aplicações para esse circuito, diferentes da apresentada, podem ser encontradas.

Com ele, pode-se, por exemplo, fazer-se comutações seqüenciais dos efeitos de circuitos utilizados na iluminação em festas ou vitrines de lojas automaticamente.

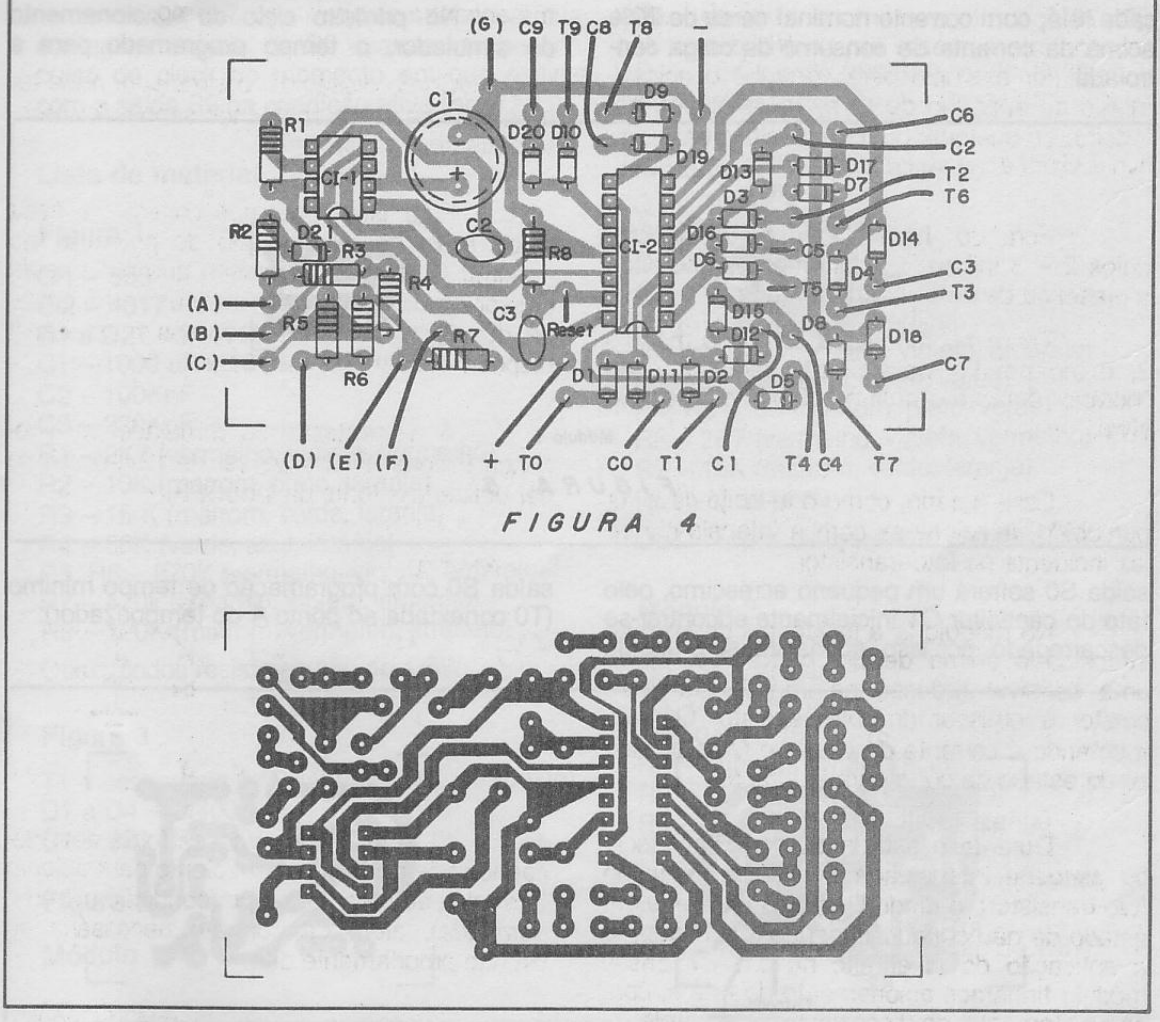


FIGURA 4

Sabemos que os leitores encontrarão diversas aplicações, partindo do fato de que esse circuito na realidade é um sequenciador programável e não exclusivamente um Simulador de Presença Programável.

Teste e uso

Para testar, planeje antes a programação, ligando os módulos nas saídas de controle e as saídas de tempo nos pontos de programação de tempo, determinando dessa forma o tempo ativo de cada saída de controle.

Ligue a alimentação e verifique se a seqüência previamente estabelecida é corretamente seguida.

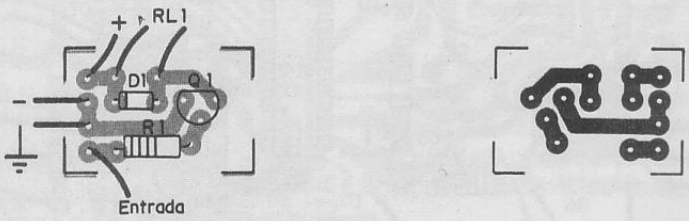
Observação: Caso seja desejado um intervalo de tempo sem o acionamento de qualquer dispositivo, ligue a saída de tempo à qual deverá corresponder o intervalo ao ponto de temporização que irá definir a duração desse intervalo, não ligando a correspondente saída de controle a módulo de potência nenhum.

Importante: Nenhuma saída de tempo deve ficar sem conexão com um dos pontos de temporização, a não ser que uma das anteriores seja ligada ao ponto de reset. Caso se esqueça de fazer a conexão de uma dessas saídas com um dos pontos de temporização sem que haja uma anterior conectada ao ponto de reset, o funcionamento seqüencial do simulador cessar-se-á nessa saída, "congelando" o estado alto na mesma, uma vez que não se transmitirá ao contador outro pulso de clock pelo circuito de tempo (estável).

Como o aparelho deve ficar ligado quando não houver ninguém em casa, será conveniente prevenir acidentes, ligando um fusível de proteção em série com o contato de

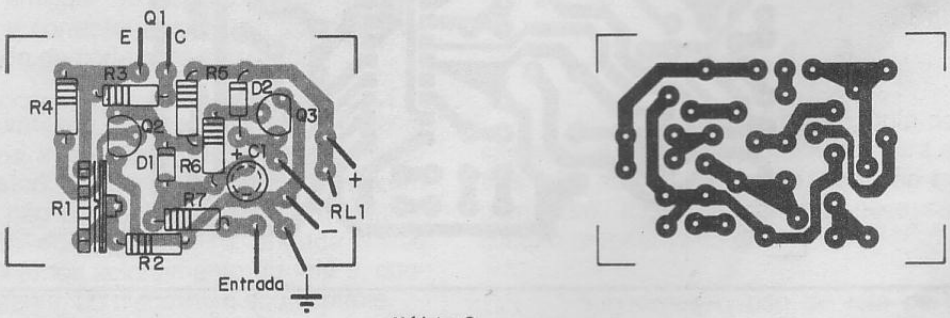
cada relé, com corrente nominal cerca de 20% acima da corrente de consumo da carga controlada.

No primeiro ciclo de funcionamento do simulador, o tempo programado para a saída S0 sofrerá um pequeno acréscimo, pelo fato do capacitor C1 inicialmente encontrar-se descarregado, por isso, aconselha-se o uso da saída S0 com programação de tempo mínimo (T0 conextada ao ponto *A* do temporizador).



Módulo 1

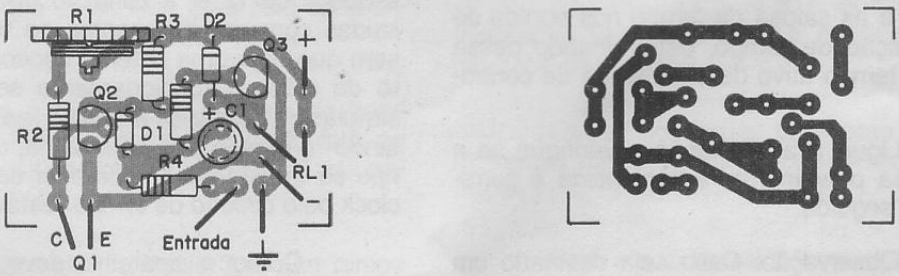
FIGURA 5



Módulo 2

FIGURA 6

Quando a entrada de reset não for utilizada para a conexão de nenhuma saída de tempo, deve ser aterrada, ligando-a ao ponto *G*.



Módulo 3

FIGURA 7

Com isso, o contador reinicirá sua contagem a partir de S0 quando receber um pulso de clock no momento em que estiver com a saída S9 na condição ativa (nível alto).

Lista de material

Figura 1

CI1 – 555
CI2 – 4017
D1 a D21 – IN4148
C1 – 1000 uF x 16V
C2 – 100KpF
C3 – 220KpF
R1 – 2K7 (vermelho, violeta, vermelho)
R2 – 10K (marrom, preto, laranja)
R3 – 15 K (marrom, verde, laranja)
R4 – 56K (verde, azul, laranja)
R5, R6 – 270K (vermelho, violeta, amarelo)
R7 – 470k (amarelo, violeta, amarelo)
R8 – 120K (marrom, vermelho, amarelo)

Obs.: Todos resistores são de 1/8W.

Figura 3

T1 – secundário de 9Vef (corrente, vide texto)
D1 a D4 – IN4001
C1 – 220 uF x 16V

Figura 2

Módulo 1

Q1 – BC548
D1 – IN 4148
R1 – 15K x 1/8W (marrom, verde, laranja)
RL1 – vide texto

Módulo 2

Q1 – TIL 78
Q2, Q3 – BC548
D1, D2 – 1N4148
C1 – 10 uF x 16V
R1 – Trim-pot 220K vertical
R2 – 270K (vermelho, violeta, amarelo)
R3 – IM8 (marrom, cinza, verde)
R4, R5 – 1M (marrom, preto, verde)
R6 – 2K7 (vermelho, violeta, vermelho)
R7 – 15K (marrom, verde, laranja)
RL1 – vide texto

Obs.: Todos os resistores são de 1/8W

Módulo 3

Q1 – TIL 78
Q2, Q3 – BC548
D1, D2 – 1N4148
C1-10 uF x 16V
R1 – Trim-pot 3M3 vertical
R2 – 1M (marrom, preto, verde)
R3 – 47K (amarelo, violeta, laranja)
R4 – 15K (marrom, verde, laranja)
R5 – 2 K7 (vermelho, violeta, vermelho)
RL1 – vide texto

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

SIMULADOR DE PRESENÇA PROGRAMÁVEL



Muito bem, você colocou "aquele" sistema de alarme em sua residência, protegendo portas, janelas etc.

Mas não seria melhor que os gatunos nem tentassem entrar?

Afinal de contas aquela porta arrombada já representa um relativo prejuízo.

O aparelho pode acionar seqüencialmente diferentes dispositivos tais como lâmpadas de cômodos diversos, televisão, aparelho de som, liquidificador, enfim, qualquer dispositivo elétrico ou eletrônico que possa causar a impressão de estar presente uma ou mais pessoas no imóvel, afastando a possibilidade de um assalto fácil.

Módulo Simulador de Presença	Cz$ 3.530,00
Módulo de Potência 01	Cz$ 468,00
Módulo de Potência 02	Cz$ 1.510,00
Módulo de Potência 03	Cz$ 1.555,00

Para pedidos via reembolso postal, use a carta resposta comercial da última página.

Distorção de fase

O surgimento das modernas técnicas de alta-fidelidade teve, entre outras, a conseqüência de introduzir nos meios técnicos os conceitos de distorção nos amplificadores de áudio.

Enquanto que a distorção em amplitude, distorção harmônica e distorção por intermodulação têm sido freqüentemente abordadas pelas publicações técnicas, a distorção de fase foi bastante desprezada, apesar de revestida de grande importância.

A finalidade deste artigo é proporcionar uma conceituação básica da distorção de fase nos amplificadores, analisando as suas conseqüências e os processos fundamentais utilizados na sua medida.

Deslocamento de fase e tempo de retardo

O deslocamento de fase sofrido por um sinal transmitido através de um circuito está diretamente relacionado com o tempo decorrente durante esta transmissão.

Consideremos, por exemplo, uma freqüência de 1 KHz, submetida a um deslocamento de fase de 90 graus. Este deslocamento equivale a um quarto de ciclo e, como cada ciclo corresponde a um milisegundo, o deslocamento corresponderá ao tempo de retardo de 0,25 milisegundos, retardo este ocorrido no circuito no qual se processou o deslocamento de fase.

O ângulo de deslocamento de fase pode ser relacionado com o tempo de retardo pela equação $\alpha = \omega T$.

O deslocamento de fase α será dado em radianos, sendo T o tempo de retardo em segundos e ω, a freqüência angular.

Como $\omega = 2 \pi f$, onde f é a freqüência em Hz, a fórmula acima pode ser escrita:

$$\alpha = 2.\pi.f.T$$

Se tomarmos agora um circuito qualquer que submete o sinal introduzido a **n** inversões completas de fase (n será, portanto, um número inteiro), o deslocamento total de fase sofrido pelo sinal em todo o circuito será $2 \pi f T + n \pi$. A primeira parcela nos dá o deslocamento devido ao tempo total de retardo, enquanto que a segunda é devida à soma de todas as inversões de fase ocorridas.

Distorção de fase

Definiremos, a seguir, a distorção de fase com o auxílio de um exemplo.

Quando o sinal aplicado à entrada de um circuito contém componentes de diversas freqüências, guardando estas componentes entre si uma relação definida de fases, é preciso que o tempo de retardo do circuito seja igual para todas as freqüências das componentes do sinal, a fim de que estas componentes guardem entre si, na saída, a mesma relação de fase.

Caso isto não ocorra, as diversas componentes sofrerão diferentes deslocamentos de fase, alterando a forma de onda do sinal aplicado.

A **figura 1** mostra os efeitos da distorção de fase em uma onda complexa constituída de uma fundamental e sua terceira harmônica. Na forma de onda na saída a fase

relativa da componente harmônica difere 180 graus de sua fase relativa na onda original.

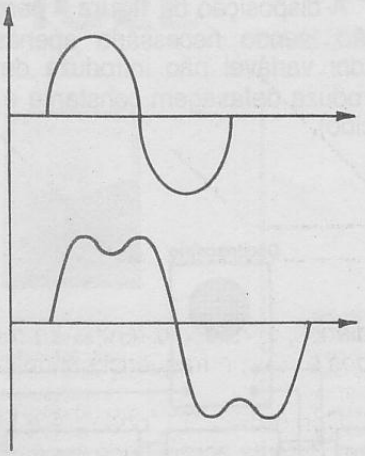


FIGURA 1

A distorção de fase, também denominada distorção de tempo de retardo, é de fundamental importância em todas as aplicações onde é necessária a manutenção exata da forma de onda, como, por exemplo, na reprodução de pulsos.

Na amplificação e reprodução de som de fase não apresenta por si importância, visto que o ouvido humano é incapaz de diferenciar ângulos relativos de fase nas componentes de uma onda sonora. Sua importância é, neste caso, indireta, como passaremos a ver, agindo através da realimentação negativa, indispensável a qualquer amplificador de áudio, de qualidade.

A distorção de fase, anteriormente citada, surgiu quando aplicamos ao amplificador um sinal complexo. Se ao mesmo amplificador, o qual supomos possuir apenas distorção de fase, aplicarmos uma sucessão de sinais puros de diferentes freqüências, nenhum deles sofrerá, obviamente, distorção na forma de onda. Sendo, porém, o tempo de retardo diferente para as diferentes freqüências, podemos representar em um gráfico o desvio de fase entre o sinal de entrada e o de saída em função da freqüência.

Este gráfico recebe o nome de curva de desvio de fase ou curva de distorção de fase, e poderá ter o aspecto da **figura 2**.

Na quase totalidade dos modernos amplificadores de áudio, o elo de realimentação negativa envolve todos os estágios com a finalidade de reduzir a distorção de todo o conjunto.

A condição para se obter realimentação negativa é, como sabemos, a aplicação à entrada do amplificador de uma parte do sinal de saída, com um deslocamento de fase de 180 graus.

Para que em um amplificador, operando em regime normal, o sinal realimentado estivesse sempre defasado de 180 graus em relação ao sinal de entrada, seria necessário que o deslocamento de fase introduzido pelo amplificador fosse constante para todas as freqüências injetadas.

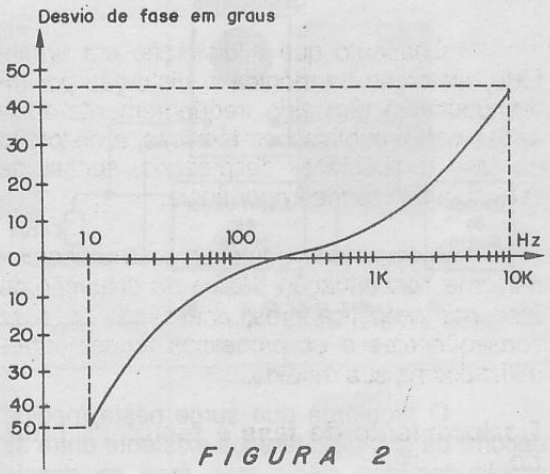


FIGURA 2

A distorção de fase impede que ocorra esta condição ótima, e estaremos então na realidade realimentando um sinal cuja fase em relação ao sinal de entrada varia com a freqüência.

No caso do amplificador da **figura 2** o sinal seria realimentado com defasagem correta de 180 graus somente na freqüência de 300 Hz. Entre as freqüências de 10 Hz e 10 KHz o sinal sofre um deslocamento de fase que varia de -45 graus a +45 graus, aproximadamente. A fase do sinal realimentado variará, portanto, entre 135 graus e 225 graus.

À medida que a fase do sinal realimentado se afasta de 180 graus aumenta a instabilidade do amplificador, traduzindo-se este aumento de instabilidade por uma ten-

dência a oscilar em um ou ambos os extremos da faixa.

Está, portanto, demonstrada a necessidade de mantermos o mais baixo possível o desvio ou distorção de fase.

Medida do desvio de fase

A medida do desvio de fase visa a obtenção de dados que nos permitam efetuar o traçado da curva de desvio de fase.

O processo de obtenção desta curva, por pontos, está representado de uma forma simplificada na **figura 3**. A fase é determinada pela clássica elipse na tela do osciloscópio.

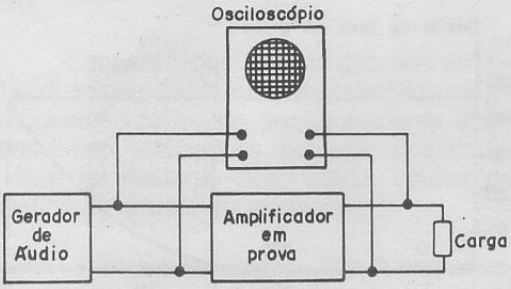


FIGURA 3

O problema que surge nesta medida decorre da grande diferença existente entre as amplitudes dos sinais cuja fase se deseja comparar.

A solução consiste em obter do gerador de áudio dois sinais de mesma fase, um dos quais irá excitar o amplificador, enquanto que o outro, de maior amplitude, é aplicado ao osciloscópio.

A disposição da **figura 4** permite esta operação, sendo necessário apenas que o atenuador variável não introduza defasagem (ou introduza defasagem constante e de valor conhecido).

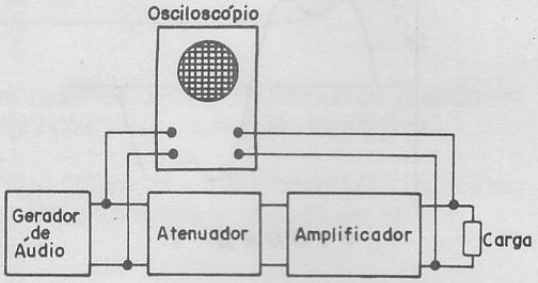


FIGURA 4

Os osciloscópios de custo reduzido, freqüentemente, não permitem a determinação precisa da fase, devido à falta de definição ou deslocamento, na tela, da elipse formada.

Nestes casos, a utilização de um defasador de variação continua, calibrado com precisão e conectado ao circuito como na **figura 5**, contorna o problema. Ajustado o atenuador para a obtenção de sinais de amplitudes, aproximadamente, iguais em ambas as entradas do osciloscópio, age-se sobre o defasador para obter defasagem nula na tela.

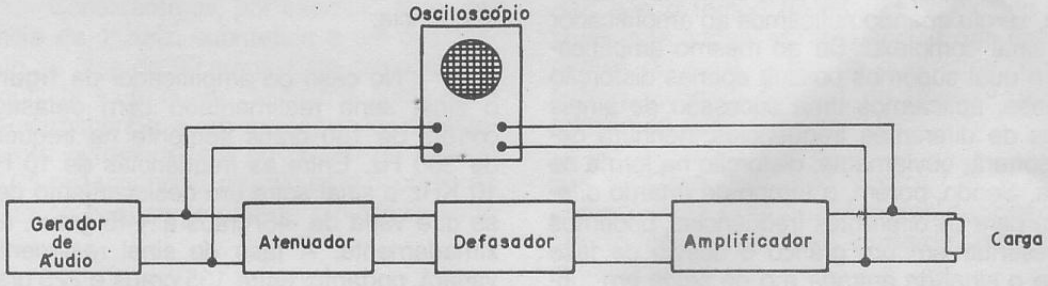


FIGURA 5

O deslocamento de fase no amplificador será, então, igual, em módulo, à indicação do defasador, e de sinal contrário.

Repetidas estas operações para as freqüências desejadas, traçamos a curva de desvio de fase.

A Separação de Sincronismo

Sérgio R. Antunes

SEPARAÇÃO DE SINCRONISMO

O sinal de vídeo é composto de variações de corrente devida às variações de luminosidade da cena e mais os impulsos de sincronismo. Os impulsos de sincronismo servem para informar o receptor a respeito de quando o feixe de varredura do cinescópio deve varrer uma linha e quando deve retornar.

Também, durante o retorno, este feixe deve ser apagado. No instante em que o feixe retorna, o nível da portadora deve ser elevado, garantindo um apagamento do feixe perfeito.

Na **figura 1** vemos os sinais envolvidos no processo de sincronização.

Como pode-se observar na **figura 1** a parte inicial e final da cena é mantida ao nível

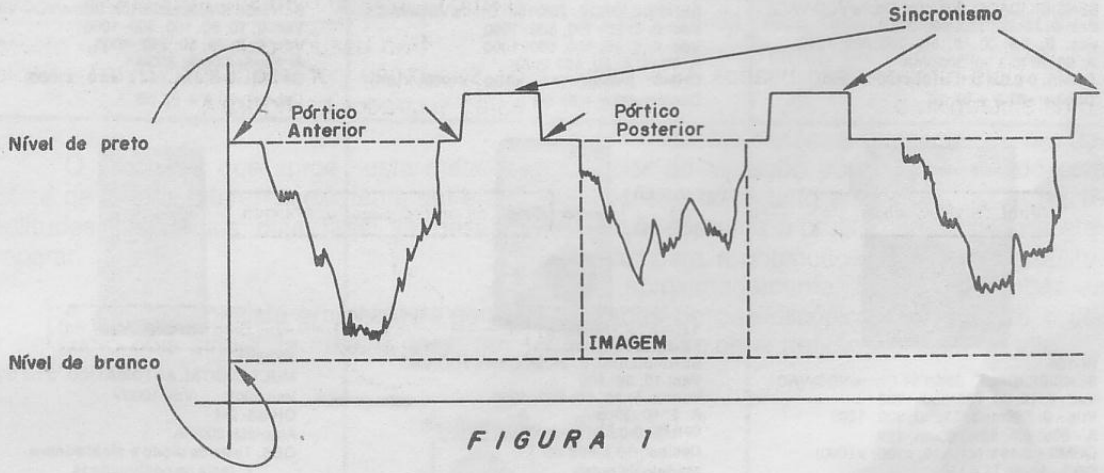


FIGURA 1

de preto, para garantir que o impulso de sincronismo seja sempre aplicado no mesmo instante. Esta parte antes do pulso de sincronismo, que é mantida no nível de preto, é denominada de pórtico anterior, cuja função é fazer com que não se perca o sincronismo.

A parte posterior do pulso de sincronismo e denominado pórtico posterior e sua função é manter o feixe apagado enquanto este volta para a esquerda da tela. A distância entre um pórtico e outro corresponde ao período de varredura de uma linha, ou seja, 63,5 micro segundos.

Portanto, concluímos que a cada pulso de sincronismo teremos uma linha varrida. Ao chegarmos na parte inferior da tela devemos fazer com que o feixe retorne para a parte superior. Para tal, aplica-se um pulso de sincronismo vertical da mesma amplitude que o horizontal, porém, de maior largura, isto é, de maior duração.

Os impulsos de sincronismo vertical são precedidos e sucedidos pelos 6 impulsos eqüalizadores.

Para entendermos bem a função dos 6 impulsos eqüalizadores, devemos lembrar que trabalhamos com um sistema de explora-

ção entrelaçada. Para assegurar entrelaçamento adequado é necessário que o oscilador vertical inicie seu retorno num instante bem definido, após o início do bloqueio vertical, e que este instante tenha a mesma equivalência, tanto no campo de linhas pares como no campo de linhas ímpares.

O separador de sincronismo

As funções específicas deste estágio são: separar os pulsos de sincronismo do sinal composto de vídeo, distinguir os pulsos de sincronismo os pulsos de ruídos e eliminar esses últimos do sinal que alimenta o separador para que estes não venham interferir nos osciladores.

A **figura 2** ilustra os sinais de entrada e saída do bloco separador.

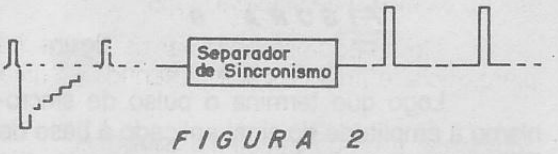


FIGURA 2

Dois métodos são usados na separação de sincronismo.

- Método de separação em amplitude
- Método de separação em freqüência

A separação em amplitude consiste em se remover a parte superior do sinal de vídeo composto.

Após este corte da parte superior, o sinal que sobrou corresponde a parte negativa e este contém os impulsos de sincronismo.

Para se obter um efeito adequado é necessário que o sinal de sincronismo tenha uma amplitude suficiente, razão pela qual é necessário um amplificador de sincronismo.

A **figura 3** ilustra as várias fases do processamento de sincronismo.

O sinal que sai do separador de amplitude é denominado "sinal de sincronismo combinado". Ele contém os pulso horizontais e verticais, mais os impulsos eqüalizadores.

Este sinal composto e combinado de sincronismo é levado a dois circuitos diferentes, cuja função é separar os sinais de sincronismo de acordo com sua freqüência.

São usados dois estágios no método de separação por freqüência. Estes estágios estão ilustrados na **figura 4**.

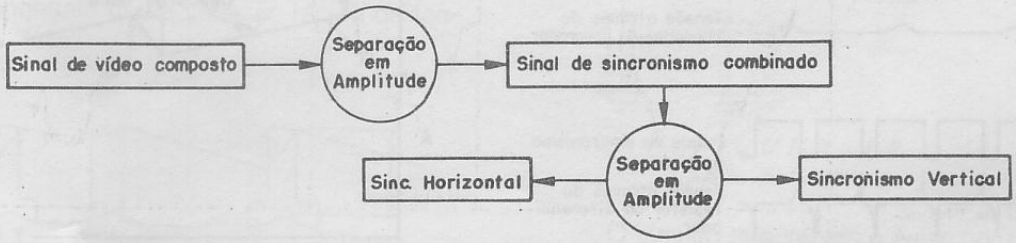


FIGURA 3

O diferenciador fornece os pulsos de sincronismo horizontal enquanto que o integrador fornece os pulsos de sicronismo vertical.

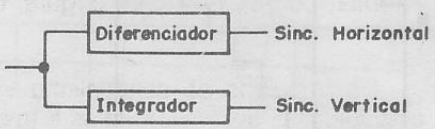


FIGURA 4

A **figura 5** ilustra um circuito diferenciador.

O capacitor vai se carregando até aparecer através dele a tensão total. Quando o pulso cessa, o capacitor começa a se descarregar, desenvolvendo-se no resistor R uma tensão com polaridade oposta. O pulso verti-

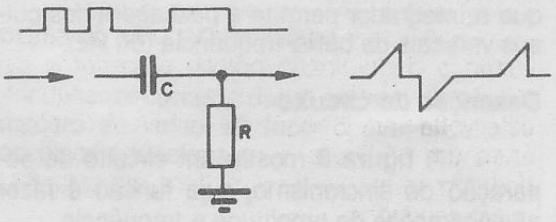


FIGURA 5

cal, que tem uma largura maior, passa pelo resistor enquanto que o pulso horizontal passa pelo capacitor.

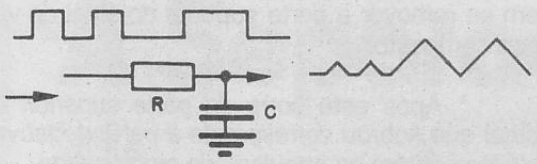


FIGURA 6

No circuito integrador (**figura 6**) quando se aplica um pulso de curta duração, o capacitor só tem tempo para adquirir uma pequena carga, que se perde no intervalo entre pulsos. No entanto, aplicando um pulso de larga duração, o capacitor pode adquirir maior carga.

A **figura 7** ilustra a comparação entre os pulsos de curta duração (**figura 7A**) e os de larga duração (**figura 7B**).

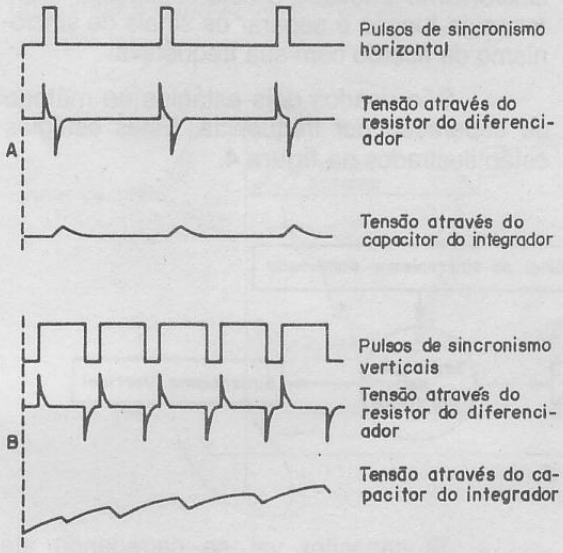


FIGURA 7

Assim, o diferenciador permite a passagem de alta freqüência (15.750 Hz), que corresponde aos pulsos horizontais, enquanto que o integrador permite a passagem dos pulsos verticais de baixa freqüência (60 Hz).

Descrição do circuito

A **figura 8** mostra um circuito de separação de sincronismo, cuja função é fazer as separações de amplitude e freqüência.

Ao ser aplicado o sinal composto de vídeo na base de T2, este irá conduzir quando o sinal atingir um valor conveniente de polarização.

Quando T2 conduz, provoca uma corrente que circula através de R3, R1, C1 e a junção base-emissor de T2. Isto faz com que C1 se carregue rapidamente até a tensão de pico do pulso de sincronismo.

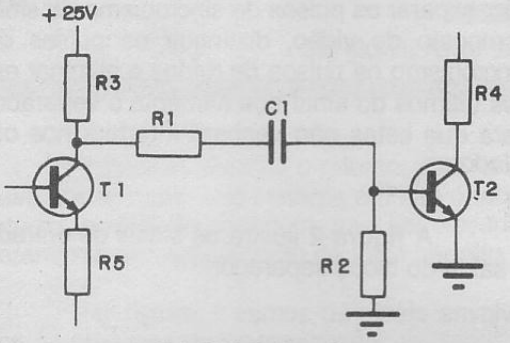
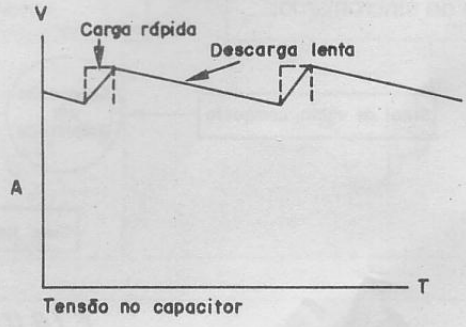


FIGURA 8

Logo que termina o pulso de sincronismo a amplitude do sinal aplicado à base de T701 cai e se estabelece uma corrente que circula através de R2, C1, R1 e T1. Esta so-



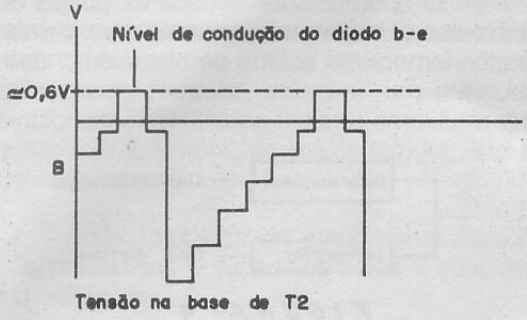


FIGURA 9

mente faz com que C1 se descarregue, fazendo com que o transístor permaneça cortado até que chegue um novo pulso de sincronismo.

A **figura 9** ilustra as formas de ondas no capacitor e em T2.

A **figura 10** nos mostra a continuação do circuito separador de sincronismo.

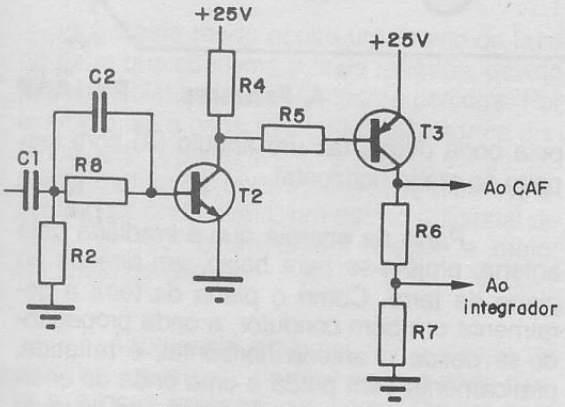


FIGURA 10

A **figura 11** ilustra como é separado os pulsos de ruídos dos pulsos de sincronismo. A tensão sobre o capacitor C1 garante que o sinal que estiver abaixo do pedestal de apagamento não seja identificado pelo separador, enquanto que a variação rápida da tensão sobre C2 identifica todos os pulsos de sincronismo. Se ocorrer um sinal de ruído muito largo, este irá fazer variar a tensão sobre C1.

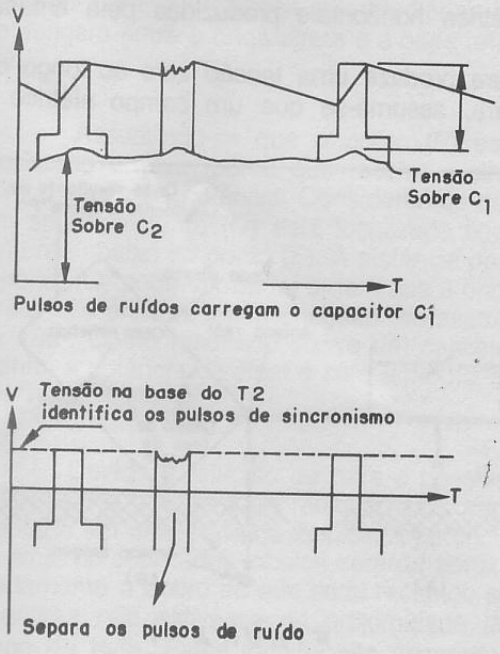


FIGURA 11

T2 e T3 (**figura 10**) possuem um beta igual a 10.000, o que significa que nesse amplificador ao ser aplicada uma corrente na base de T2, a corrente de coletor de T3 seria 10.000 vezes maior. Lógico que isto é teórico, pois na prática ocorre o efeito saturação e com ele, perdas.

No coletor de T3 temos os pulsos de sincronismo que servirão no gatilho dos osciladores horizontal e vertical.

O circuito que separará os pulsos de sincronismo vertical denomina-se "integrador" e é formado por C5 e R11 (oriente-se pela **figura 12**).

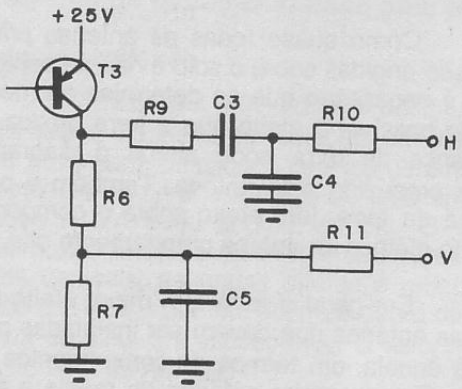


FIGURA 12

O circuito que separa o pulso horizontal é o CAF - Controle Automático de Freqüência. Este circuito é um teórico diferenciador. O CAF é formado por R9, C3, C4 e R10.

Devido ao fato de o circuito horizontal ser extremamente crítico, os pulsos são corrigidos quase que instantaneamente para manter a fase do sincronismo correto.

Todo o controle do CAF é feito pela variação do nível DC do sinal.

Assim sendo, cada parcela do sinal composto de vídeo irá fazer operar circuitos específicos e funcionais.

Antenas e propagação

A. Fanzeres PY 1AAP

Continuação da Revista anterior

ANTENAS PRÁTICAS DE 1/2 ONDA

Em vários artigos sobre antenas um item importante é omitido: o efeito da terra sobre o diagrama polar de radiação da antena.

Como quase todas as antenas práticas são erigidas sobre o solo e não no espaço livre é necessário que se determine na medida do possível o efeito que a terra produz. A presença da terra pode alterar o diagrama polar produzido pela antena. Também a presença da terra, tem efeito sobre o comportamento elétrico da antena propriamente dita.

Em geral a terra tem maior efeito sobre as antenas que devem ser instaladas próxima àquela, em termos de comprimentos de onda. Por exemplo: antenas de média e alta freqüência, elevadas acima do solo apenas uma fração do comprimento de onda, tem diagramas de radiação bastante diferentes de antena idêntica, em espaço livre.

Além dos efeitos da terra sobre a antena, abordaremos os aspectos práticos de algumas antenas convencionais, entre elas o dipolo de 1/2 onda, dipolo dobrado, antena coaxial e antena cônica.

Efeito da terra

Vamos supor que uma antena horizontal, de 1/2 onda está erguida a uma altura H, em relação ao plano de terra, como se pode apreciar na **figura 1** onde "B" é o objeto visto do extremo. Parte da energia irradiada pela antena, projeta-se diretamente para um ponto distante (P). Esta energia é denominada onda direta, na **figura 1.** A direção seguida pela onda direta, faz um ângulo (A) com respeito ao plano horizontal.

Parte da energia que é irradiada pela antena, projeta-se para baixo, em direção ao plano de terra. Como o plano de terra é geralmente um bom condutor, a onda propagando-se desde a antena horizontal, é refletida, praticamente sem perda e uma onda de energia refletida projeta-se em direção ao distante ponto (P). O ângulo entre a onda refletida e a perpendicular é exatamente igual ao ângulo entre a onda que se propaga para baixo desde a antena e a perpendicular.

Durante o processo de reflexão, uma inversão de fase de 180° ocorre em relação a onda direta. O plano de terra, altamente condutivo não pode sustentar as linhas de força elétrica horizontais produzidas pela antena.

Para produzir uma tensão zero ao longo da terra, assume-se que um campo elétrico é

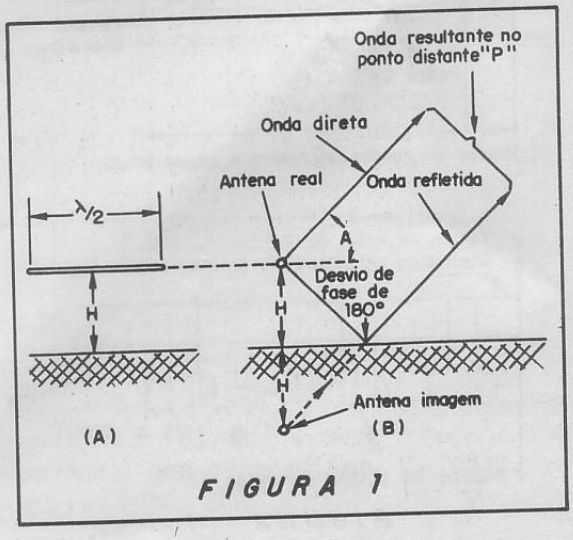


FIGURA 1

produzido e que tem amplitude igual porém direção oposta ao produzido pela antena. Se for utilizada uma antena vertical, o campo elétrico é vertical. Nestas condições, não ocorre inversão de fase durante a reflexão que ocorre.

Independentemente do desvio de fase que ocorra, o ponto distante (P) é atuado por duas ondas. Uma destas ondas é a direta e a outra a onda refletida.

Deste modo ocorre um desvio de fase na parte que concerne a onda refletida, devido a grande distância que a mesma percorre. Por exemplo, se a onda refletida percorre uma distância até o ponto (P) que é mais longa 1/2 comprimento de onda que a distância transposta pela onda direta, um desvio adicional de fase, de 180° ocorrerá, em relação a maior distância percorrida.

A potência do sinal (P) depende da amplitude e relação de fase entre a onda direta e a onda refletida. Se a terra for um bom condutor, de modo que ocorra pouca absorção durante o processo de reflexão, a onda refletida terá a mesma amplitude da onda direta. Se estas duas ondas de amplitude igual chegam ao ponto distante, em fase o sinal aumenta de potência duas vezes em relação a onda direta somente. Se pelo contrário as ondas chegam 180° defasadas e a potência do sinal será zero. Valores intermediários de potência do sinal ocorrem com as relações intermediárias de defasagem entre a onda direta e a onda refletida.

Assumindo-se que o ponto (P) está localizado em um ponto que recebe o sinal com o duplo da potência. Consideremos que um segundo ponto (Q) está localizado ligeiramente abaixo do ponto (P). A distância para o ponto (Q) pode ser de tal ordem que a onda direta e a onda refletida cheguem defasadas de 180°. Como resultado ocorre um cancelamento, a potência do sinal é zero e produz-se um "nulo".

Devido a reflexão de terra é possível então que o diagrama de radiação seja fragmentado em uma série de lóbulos. A potência do sinal no centro dos lóbulos será de aproximadamente o dobro do que seria recebido se a antena não estivesse na proximidade do plano de terra. Estes lóbulos são separados por nulos, onde a potência do sinal recebido é zero.

Às vezes é conveniente, quando calculando valores, utilizar a idéia de "antena imagem". Trata-se de uma antena "imaginária" que se supõem localizada a mesma distância (H) abaixo da terra enquanto a antena verdadeira é localizada acima da terra.

A onda refletida é suposta originar-se da antena imagem, como se vê na **figura 1.** Quando se usa uma antena horizontal, para levar em conta a inversão de fase que ocorre quando acontece a reflexão, a corrente na antena imagem é suposta estar 180° fora de fase com relação a corrente da antena verdadeira. Quando se usa uma antena vertical a corrente na antena imagem é suposta fluir na mesma direção em que flui a corrente na antena verdadeira.

Diagrama de radiação afetado pela terra

Fator de reflexão

O fator de reflexão é a designação pela qual o diagrama de radiação, em espaço livre deve ser multiplicado para se determinar a potência do campo radiado de uma antena prática a um dado ângulo vertical. O valor máximo do fator de reflexão é 2. Nestes ângulos verticais, as ondas diretas e refletidas estão em fase e por isto ocorre o dobro da potência do sinal em espaço livre. O valor mínimo do fator de reflexão é 0.

Nestes ângulos verticais, as ondas direta e refletida estão em fase oposta (ou contrafase) sendo a onda direta, oposta a onda refletida e as ondas em fases opostas, portanto, ocorre um cancelamento completo. Assim o fator de reflexão poderá variar de 0 a 2 em ângulos medidos acima do plano de terra. Fatores de reflexão não são fornecidos para ângulos abaixo da superfície da terra, por não ter interesse no presente trabalho.

O valor do fator de reflexão depende da altura da antena acima do plano de terra, bem como de sua orientação. Nas **tabelas I, II, III** e **IV** temos os valores do fator de reflexão para antenas de 1/2 onda, em vários ângulos verticais, quando a antena está situada a **1/4 de onda acima da terra.**

Estas tabelas também podem ser uti-

lizadas com antenas verticais de 1/2 onda. A altura acima da terra é medida desde o centro da antena vertical. Torna-se porém necessário subtrair do valor dado, o fator de reflexão desde 2. Assim, se o fator de reflexão dado nas tabelas para uma dada altura e ângulo vertical é 1 o fator de reflexão para uma antena vertical será 2 menos 1 = 1. Se o fator de reflexão para a antena horizontal é 2 o fator para a antena vertical de 1/2 onda será 2 menos 2 = 0. Se o fator de reflexão para a antena horizontal é 0, então o fator de reflexão para a antena vertical será 2 menos 0 = 2.

Tabela I

Ângulo vertical (graus)	Fator reflexão	Ângulo vertical (graus)	Fator reflexão
0	0	50	1.8
10	.5	60	1.95
20	1.0	70	2.0
30	1.5	80	2.0
40	1.75	90	2.0

Tabela II

Ângulo vertical (graus)	Fator reflexão	Ângulo vertical (graus)	Fator reflexão
0	1.0	50	1.4
10	1.0	60	.75
20	1.75	70	.4
30	2.0	80	.1
40	1.75	90	0

Tabela III

Ângulo vertical (graus)	Fator reflexão	Ângulo vertical (graus)	Fator reflexão
0	0 0	50	1.
10	1.5	60	1.7
20	2.0	70	1.9
30	1.5	80	2.0
40	0	90	2.0

Tabela IV

Ângulo vertical (graus)	Fator reflexão	Ângulo vertical (graus)	Fator reflexão
0	0 0	50	1.95
10	1.8	60	1.4
20	1.6	70	.6
30	0	80	.1
40	1.6	90	0

Antena horizontal de 1/2 onda

Quando os fatores de reflexão acima são aplicados ao diagrama de radiação em espaço livre de uma antena horizontal de 1/2 onda, obtém-se os diagramas que se vê na **figura 2.** Diagramas A, C, E e G são os diagramas de radiação vertical no plano da própria antena. O diagrama de radiação vertical B, D, F e H é o plano que está em ângulo reto com a antena.

Diagramas polares A e B são para antenas com altura de 1/4 de comprimento de onda; C e D são as antenas com altura de 1/2 onda; E e F são para alturas de 3/4 de onda; G e H finalmente são para alturas de 1 comprimento de onda.

Na **figura 3** temos melhor visualização do diagrama de radiação produzido. Há o diagrama de radiação para uma antena de 1/2 onda horizontal, localizada à uma altura de 1/2 onda acima do solo. No plano vertical, em ângulo reto com relação a antena, D na **figura 2** mostra dois lóbulos de máximo valor que ocorrem em ângulos de 30° em relação ao horizontal. Este diagrama é reproduzido em perspectiva na parte superior esquerda da **figura 3.** Se estes dois planos são ligados suavemente, a figura sólida que se vê na **figura 3** poderá ser obtida.

Notem os leitores o excesso de cuidado que o projetista dos desenhos teve, para fornecer imagens tridimensionais, do diagrama polar das antenas, fazendo com que o leitor possa ter uma idéia muito mais gráfica e prática das antenas.

De modo semelhante, um diagrama radiante sólido pode ser imaginado desde a figura plana que se vê na **figura 2.** Imagine-se o diagrama de radiação produzido pela transição suave de um plano vertical, para outro ângulo, de 90°.

Se bem os diagramas polares de radiação vertical sejam mostrados para oito alturas diferentes, acima da terra, não é difícil prever os diagramas que pode ocorrer em alturas intermediárias. Isto é correto porque os diagramas polares de radiação não mudam bruscamente, a proporção que a altura das antenas é aumentada gradualmente.

Há uma suave transição de um diagrama, por exemplo, de uma altura de 1/8 de comprimento de onda para um diagrama de uma altura de 1/2 comprimento de onda.

Em uma altura menor que 1/4 de on-

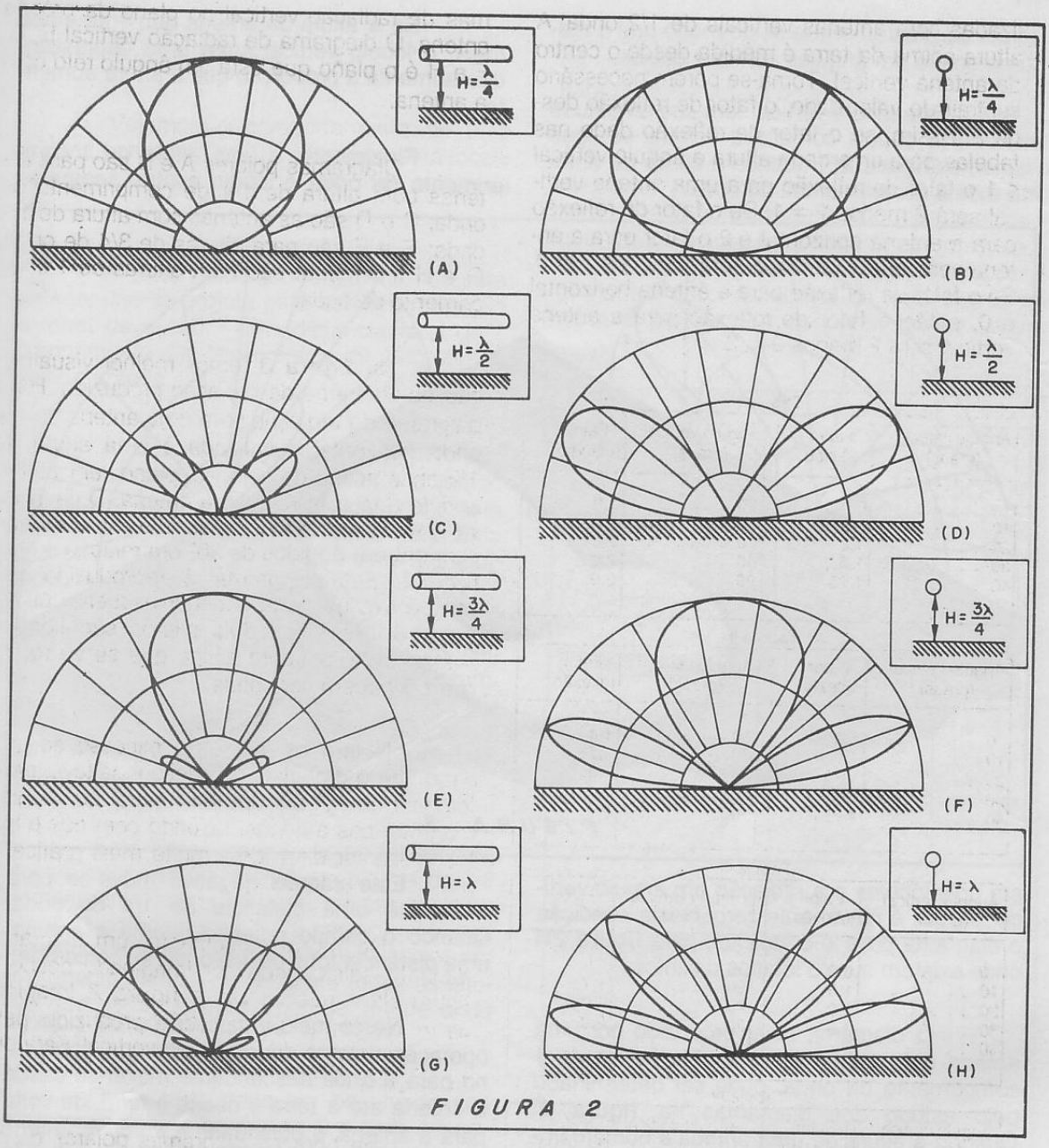


FIGURA 2

da acima da terra, o diagrama polar vertical, produzido por uma antena horizontal de 1/2 onda é quase perfeitamente circular.

A proporção que a altura da antena se eleva acima da terra, o diagrama polar vertical é achatado na parte superior, em um ângulo vertical de 90° (**figura 2B**).

Quando a altura excede 1/4 de onda, começa a surgir uma depressão no topo do diagrama polar e a largura deste aumenta.

A depressão aumenta progressivamente a proporção que a altura da antena se aproxima da 1/2 onda. Finalmente na altura de 1/2 o diagrama separa-se em dois lóbulos.

A radiação em um ângulo vertical de 90° (diretamente para cima) será zero, nesta altura (**figura 2D**).

Se a altura da antena aumentar ainda mais, um lóbulo de radiação começa a surgir no centro do diagrama polar, em um ângulo vertical de 90°.

A proporção que este lóbulo aumenta em amplitude, com o aumento da altura da antena em relação a terra, os dois lóbulos la-

terais se afastam entre si, de modo que o máximo ocorre em ângulos verticais baixos.

Este lóbulo vertical tem sua amplitude máxima e depois começa a achatar-se ligeiramente (**figura 2F**) quando a altura da antena é de 3 comprimentos de onda.

Se a altura da antena aumenta ainda mais, o lóbulo vertical sofre uma depressão, que aumenta a proporção que a altura aumenta.

Finalmente, a uma altura de 1 comprimento de onda o lóbulo central separa-se

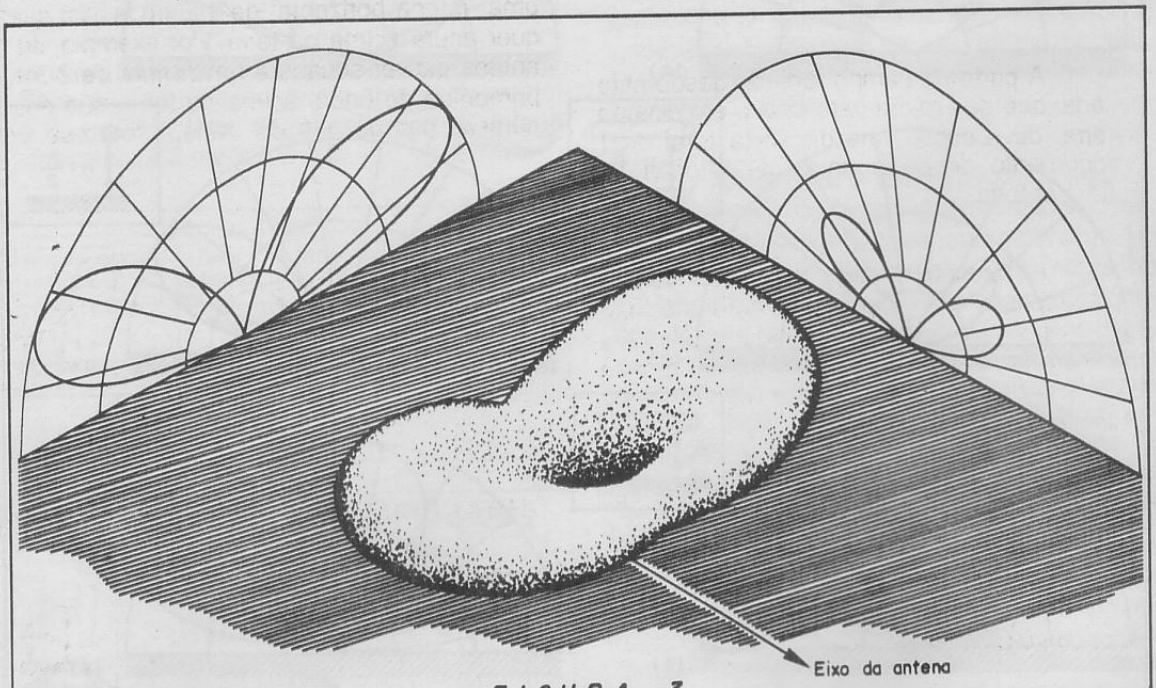


FIGURA 3

em dois lóbulos e a radiação em ângulo vertical de 90° é novamente zero. Nesta condição o diagrama polar é o indicado pela **figura 2H** onde existem quatro lóbulos distintos.

O diagrama polar produzido por uma antena cuja altura da terra seja acima de 1 comprimento de onda, pode ser determinado pelo estudo dos diagramas na **figura 2.** Quando a altura de uma antena é número ímpar de 1/4 de onda acima da terra, um lobo de radiação máxima é obtido em um ângulo de 90° diretamente para cima.

Consideremos uma antena com a altura de 1/4 onda acima da terra. Assumindo que o campo elétrico instantâneo, imediatamente ao redor da antena é máximo em uma dada direção, que chamaremos de **positiva.** Uma parte deste campo move-se para baixo a uma distância de 1/4 de onda em relação a terra. Após ser refletida, ocorre um desvio de fase de 180° e o campo elétrico instantâneo é agora máximo na direção oposta, que é designada de **negativa.**

Este campo negativo move-se para cima, até uma distância de 1/4 de onda. Quando o campo refletido retorna a antena, uma distância total de 1/2 onda foi percorrida.

Neste meio tempo, como 1/2 ciclo da operação decorreu durante o tempo necessário para a onda descendente mover-se desde a antena até a terra e desde a terra, de volta para a antena, a polaridade na própria antena inverteu. Como resultado, a onda refletida chega de volta a antena, exatamente na fase correta para reforçar a onda direta.

Este reforço ocorre não somente em altura da antena de 1/4 de onda acima da terra, porém a altura de 3/4, 5/4, 7/4 etc, etc. Como conseqüência um lóbulo de radiação máxima se produz a 90° do ângulo vertical, para todas as antenas cuja altura seja um número ímpar de 1/4 de onda desde a terra.

Quando a altura da antena é um número par de 1/4 de onda acima da terra, ocor-

re um nulo (energia radiada = 0) em um ângulo vertical de 90°.

Vejamos o comportamento de uma antena horizontal de 1/2 onda que está localizada a uma distância de 1/2 onda acima da terra.

A parte do campo radiado desde esta antena, que se projeta para baixo, em direção a terra, deve cobrir uma distância total de 1 comprimento de onda antes de retornar de volta a antena.

A direção deste campo é invertida pelo processo de reflexão. Durante o tempo necessário para a onda refletida cobrir esta distância, o campo que circunda a antena passou por um ciclo completo e volta à sua direção ou polaridade original.

A onda refletida portanto, com seu campo invertido pelo processo de reflexão, fica 180° fora de fase em relação a onda direta oriunda da antena. Como resultado ocorre um cancelamento no ângulo vertical de 90°, produzindo-se um nulo.

Este cancelamento, como foi descrito acima, ocorre não somente em alturas de 1/2 comprimento acima da terra, porém em alturas de 1 comprimento, 1-1/2 comprimento etc, etc. Como conseqüência, um nulo ocorre em um ângulo vertical de 90° para todas as alturas que sejam números par de 1/4 de onda desde a terra.

Outro fator pode ser observado nos diagramas polares da **figura 2** e pode ser utilizado para determinar o diagrama polar de radiação vertical de uma antena horizontal de 1/2 onda, em altura maiores do que as indicadas. À uma altura de 1/4 de comprimento de onda acima da terra, o diagrama polar de radiação parece ser de um único lóbulo.

A uma altura de 2/4 de comprimento de onda ($\lambda/2$) acima da terra o diagrama polar de radiação consiste de dois lóbulos.

A uma altura de quatro 1/4 de comprimento de onda o diagrama polar consiste de 4 lóbulos. Consequentemente o número de lóbulos verticais produzidos é numericamente igual a altura da antena acima da terra em 1/4 de comprimento de onda e assim segue-se para qualquer altura de antena.

Torna-se assim possível predizer o diagrama polar de uma radiação vertical de uma antena horizontal de 1/2 onda, em qualquer altura acima da terra. Por exemplo, se a antena estiver situada a uma altura de 2 comprimentos de onda, acima da terra, que é um número par de 1/4 de onda, produz-se um

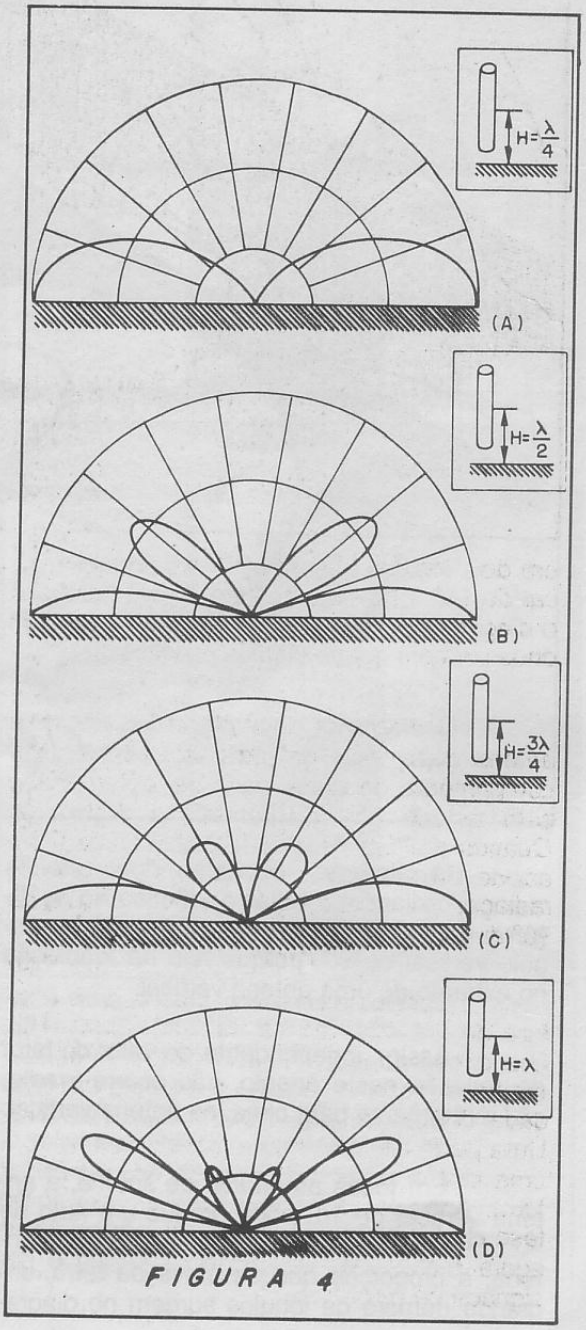


FIGURA 4

nulo no ângulo vertical de 90°. Então como 2 comprimentos de onda representam 8 comprimentos de 1/4 de onda o diagrama polar de radiação consistirá de oito lóbulos.

Antena vertical de 1/2 onda

Quando os fatores adequados de reflexão são aplicados a uma antena vertical de 1/2 onda, em espaço livre o diagrama polar assemelha-se ao indicado na **figura 4.** Basta indicar um simples plano porque a antena vertical de 1/2 onda não é direcional no plano horizontal. O diagrama polar de radiação horizontal em espaço livre é um círculo. Deste modo o fator de reflexão é o mesmo em todas as direções horizontais.

Para se ter uma idéia mais clara do diagrama polar de radiação basta imaginar que os planos mostrados na figura foram girados. Isto se pode apreciar na **figura 5** onde o diagrama polar é produzido por uma antena vertical de 1/2 onda cujo centro está acima da terra a uma altura de 1/2 onda.

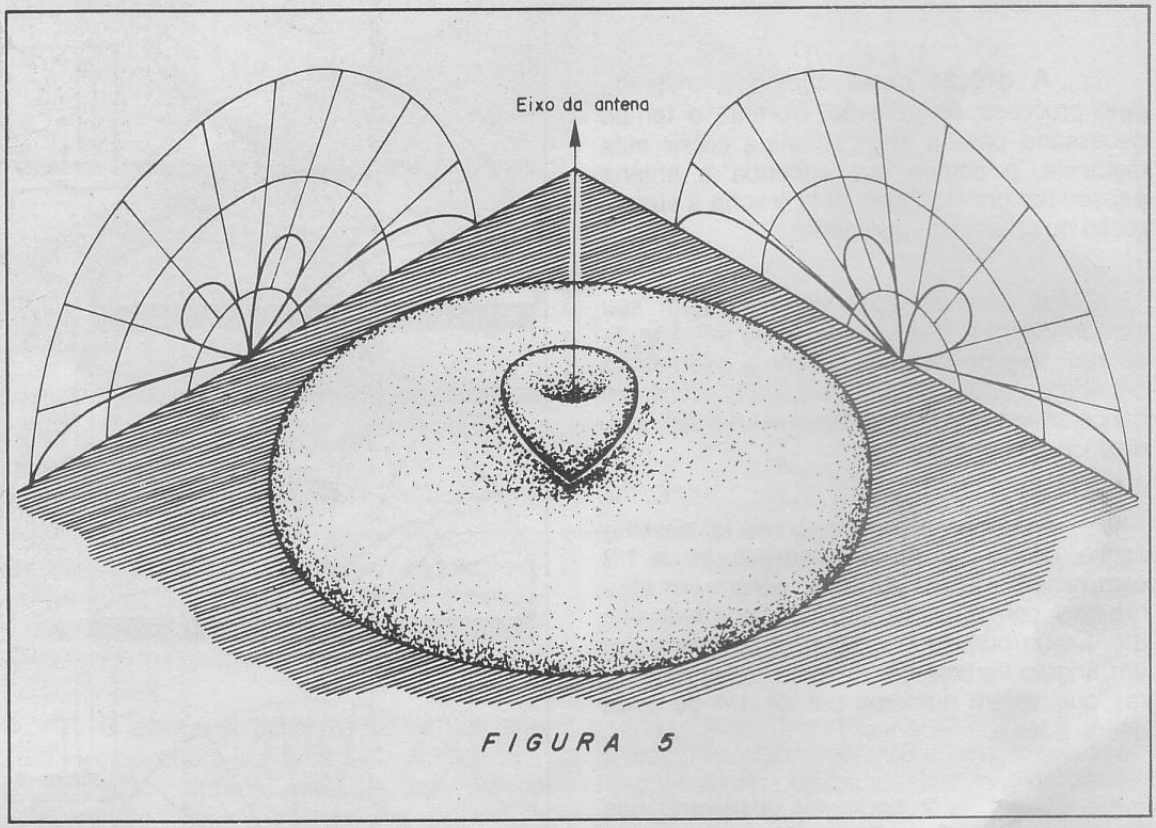


FIGURA 5

Geralmente ocorrem dois efeitos quando o diagrama polar é idêntico ao da **figura 4.** Primeiro há sempre um nulo no ângulo vertical de 90° porque não há irradiação no extremo de uma antena vertical.

Assim, independente do valor do fator de reflexão neste ângulo, não ocorre irradiação diretamente para cima, na antena vertical.

Em todas as alturas de antena, a antena vertical de 1/2 onda produz um nulo de 90°. O segundo efeito observado é que a antena, a proporção que se eleva da terra, um grande número de lóbulos surgem no diagrama polar. A uma altura de um 1/4 de comprimento de onda, por exemplo, surgem dois lóbulos (**figura 4A**). Quando a antena é elevada para um 1/2 comprimento de onda, surgem quatro lóbulos (**figura 4B**). A amplitude dos lóbulos superiores é menor que dos lóbulos inferiores, estes mais próximos a terra. A uma de três 1/4 de onda continuam existindo quatro lóbulos porém a amplitude dos lóbulos superiores aumenta, como se pode observar na **figura 4C.** Quando a antena é elevada para uma altura de um comprimento total de onda, como se vê na **figura 4D**, surgem seis lóbulos.

Transientes

A. Fanzeres

Vez por outra é adequado que se faça um retrospecto nos conhecimentos teóricos de eletrônica. Afinal, diariamente nascem pessoas, que dentro de um certo tempo estarão na faixa etária que dependerá de conhecimentos básicos. Se os Autores escreverem em seqüência, esquecendo os que estão chegando, breve haverá um momento que os novatos, os que se iniciam não terão para quem apelar pois todos os Autores estarão lá longe, escrevendo para o grupo de leitores que se iniciou quando eles também iniciaram-se no setor de literatura técnica.

Mas o número dos que iniciam é sempre maior do que o número daqueles que persistiram ao longo dos anos.

É para os que começam que escrevemos, para ajudá-los dentro de nossas limitações, a adquirirem conhecimentos básicos e sólidos que ajudem a progredir na ciência eletrônica. Este artigo sobre transientes é mais um da série orientada no sentido aqui exposto. **(o Autor).**

ESTADO CONSTANTE E RESPOSTA TRANSIENTE

Os circuitos elétricos têm duas respostas características: o "*estado constante*" que é o efeito de tempo de uma tensão ou corrente em um circuito; e a resposta *transiente* que é o efeito em um circuito da variação ou mudança de tensão ou corrente, de um estado constante, para outro.

Resposta estado constante

1) Quando uma tensão contínua é aplicada a um circuito, após um período de tempo, a corrente medida no circuito é de 20 mA. Enquanto a tensão de entrada mantiver-se estável a corrente permanecerá em 20 mA, sendo 20 mA o "estado-estável" de resposta para esta determinada entrada.

2) A tensão contínua é removida e depois de um certo tempo a corrente reduz-se a zero. Enquanto a tensão nos extremos do circuito for zero, a corrente será zero. A resposta de estado constante deste circuito é zero corrente para zero tensão.

Resposta transiente

Quando uma tensão contínua é aplicada ao circuito, a corrente não aumenta imediatamente para 20 mA. Um certo período de tempo é necessário para a corrente chegar a este valor. De modo semelhante, depois que a tensão de entrada cai a zero a corrente não vai imediatamente para zero. O período de tempo requerido para um circuito ir de uma condição estável para outra é denominado de tempo "*transiente*".

Analisando o comportamento de uma resposta transiente

Para determinar a resposta de um circuito a uma forma de onda não sinusoidal é necessário que se descreva a forma de onda em termos de uma série de ondas sinusoidais relacionadas harmonicamente.

Como quase todas as tensões alternativas utilizadas nos primeiros equipamentos eram sinusoidais, a relação padronizada de impedância foi baseada em ondas sinusoidais. Por isto é possível utilizar a teoria de

corrente alternada para obter as características dos *estados constantes.*

Durante o período de transiente, as tensões não são sinusoidais e portanto o estudo de transientes é o conhecimento da resposta de sistemas ou redes em relação a tensões não sinusoidais. Se bem que o método de séries harmônicas possa ser usado para determinar a resposta transiente, o mesmo é trabalhoso sendo preferível o método de análise de resposta de transientes.

TIPO DE TRANSIENTES

O termo transiente foi usado originalmente para descrever o que ocorria durante o período de tempo imediatamente após um equipamento ser ligado ou desligado ou após qualquer distúrbio fora do comum ocorrido no equipamento.

Atualmente o termo transiente ficou mais abrangente para significar virtualmente qualquer tensão não-sinusoidal. A razão é simples. Quando tensões não-sinusoidais, tais como uma forma de onda em pulsos ou dente de serra, foram utilizadas pela primeira vez nos equipamentos eletrônicos, foi descoberto que os métodos desenvolvidos para estudar os transientes poderia ser aplicado a todas as formas de onda não sinusoidais.

O significado de "transiente" ou "resposta de pulso" foi aceito, incluindo os efeitos destas formas de onda não-sinusoidais.

Quando uma tensão de corrente contínua é aplicada ou removida de um circuito, ocorre uma transiente antes que o circuito chegue a condição de estado-estável.

De modo semelhante, ocorre uma transiente quando um gerador de onda sinusoidal é ligado. Estes transientes, bem como as tensões de pulso e dente de serra, são exemplos de formas de onda não sinusoidais que podem ser analisadas pelo método de transientes.

RESPOSTA DE UM CIRCUITO SIMPLES "R"

Princípios básicos

O estudo da atuação de um transiente é baseado no comportamento fundamental ou natural de três elementos básicos: resistência, indutância e capacitância, quando uma tensão é aplicada. O comportamento natural destes elementos relaciona-se a tensão aplicada ou a corrente através do circuito. É baseado nestas relações fundamentais que todas as equações sobre impedâncias, quando percorridas por correntes e tensões sinusoidais, são derivadas.

Em nosso artigo vamos utilizar estas relações fundamentais para determinar a resposta de circuitos em relação a formas de onda não sinusoidais.

LEI DE OHM

O comportamento natural de um circuito resistivo é definido (até que a questão de supercondutores traga modificações...) pela Lei de Ohm: a tensão nos extremos de uma resistência é igual a corrente que flui através da mesma, multiplicada pela resistência. Isto mostra que existe uma relação linear simples entre corrente e tensão, a qualquer tempo, em um circuito resistivo. Um circuito resistivo portanto *não precisa de tempo* para ajustar-se a variação de tensão ou corrente. Portanto conclui-se que um circuito resistivo não tem resposta transiente.

A forma de onda da corrente e tensão em um circuito resistivo é semelhante em perfil e relacionada em amplitude, pelo valor da resistência R. Na **figura 1** o resistor R é de 10 Ohms e o valor numérico da forma de onda da corrente, em qualquer tempo é um décimo do valor correspondente da forma de onda da tensão. Por exemplo: após 8 microsegundos, E é 15 volts e I é 1,5 ampères. Após 13 microsegundos a tensão é 5 volts e a corrente é de 0,5 ampères. Em qualquer momento do tempo a corrente é igual a tensão dividida pela resistência *independente* se a forma de onda é contínua, alternativa, pulsante; e a forma de onda da corrente é semelhante a forma de onda da tensão.

RESPOSTA DE UM CIRCUITO LC SIMPLES

Analogia entre indutância e massa

A relação entre corrente e tensão em uma indutância pode ser apreciada na **figura 2**. A indutância L é representada pela massa . M (no caso um caminhão) a tensão E é representada pela força F exercida contra a massa e a corrente I é representada pela velocidade V em que a massa (caminhão) se movimenta.

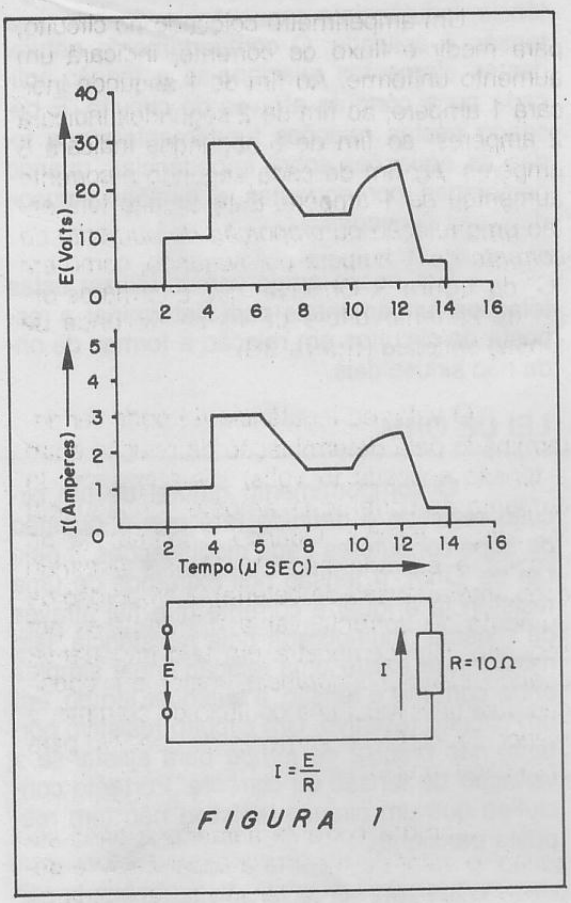


FIGURA 1

A velocidade do caminhão é igual a distância que ele se move dividida pela unidade tempo. Admitindo-se que não existe resistência ou fricção equivalente, para simplificação.

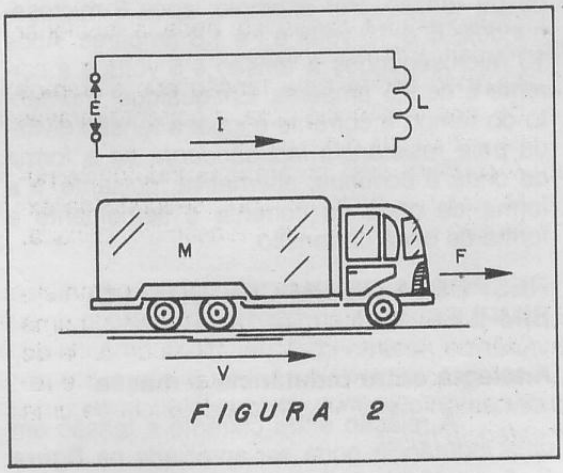


FIGURA 2

Uma força maior é necessária para iniciar o movimento do caminhão, do que é necessário para mantê-lo em movimento. Esta é a razão porque nos veículos usam-se as mudanças de engrenagens para iniciar a marcha do veículo.

Por exemplo: logo que um caminhão alcança uma velocidade de 40 quilômetros por hora, não é necessário força para mantê-lo nesta velocidade, se não existir fricção entre os pneus e a estrada e se a oposição pelo deslocamento de ar foi desprezível. Quando a velocidade do caminhão aumenta para 60 quilômetros por hora, uma certa força deve ser aplicada na direção da movimentação desejada para o veículo. Se não houvesse fricção ou oposição do ar a força seria mantida e a velocidade do carro aumentaria infinitamente (é o que parecem prometer as descobertas sobre cerâmicas supercondutoras, que estão despontando agora).

A velocidade, a qualquer tempo é função da força aplicada ao caminhão e o tempo em que é mantida esta aplicação. Apesar da fricção o caminhão continua a movimentar-se depois que é retirado o pé do acelerador.

Para estacionar é necessário aplicar uma contra-força, no caso o freio. Esta força dependerá da velocidade e peso do caminhão.

Temos então os seguintes pontos fundamentais: o caminhão tende a manter sua condição de estado-estável. Quando estacionado (velocidade zero) é preciso uma força para criar a velocidade de 40 quilômetros por hora. Se estiver se mantendo a uma velocidade de 40 quilômetros por hora é necessário uma força (oposta) para trazer sua velocidade a zero. A velocidade do caminhão aumenta infinitamente quando é aplicada uma força constante; a velocidade é proporcional a força aplicada ao caminhão.

EQUAÇÕES FUNDAMENTAIS DE INDUTÂNCIAS

O princípio acima descrito também se aplica a um circuito simples de indutância. Eléctrons em repouso em uma indutância atuam como o caminhão faz.

Tem tendência de permanecer em repouso e se opõem ao movimento ou fluxo de corrente. De modo semelhante quando os eléctrons estão se movendo, tem tendência de manter o movimento e se opõem a qualquer modificação na corrente.

Quando não está fluindo corrente no circuito e a tensão (força) é aplicada a indutância tende a impedir que a corrente circule no circuito. Esta oposição à tensão aplicada é conhecida como contra-fem (força eletromotriz) e depende do dimensionamento do indutor. Quanto maior for a indutância maior é a oposição a qualquer modificação. De modo semelhante, quando a corrente está fluindo através de uma indutância e a tensão aplicada cai a zero a contra-fem tende a manter o fluxo de corrente.

Quando uma tensão é aplicada nos extremos de uma indutância pura, a corrente através da mesma aumenta continuamente (**figura 3**). Por exemplo uma bateria de 5 volts, com impedância interna zero é ligada aos extremos de uma *indutância pura* (**figura 3A**).

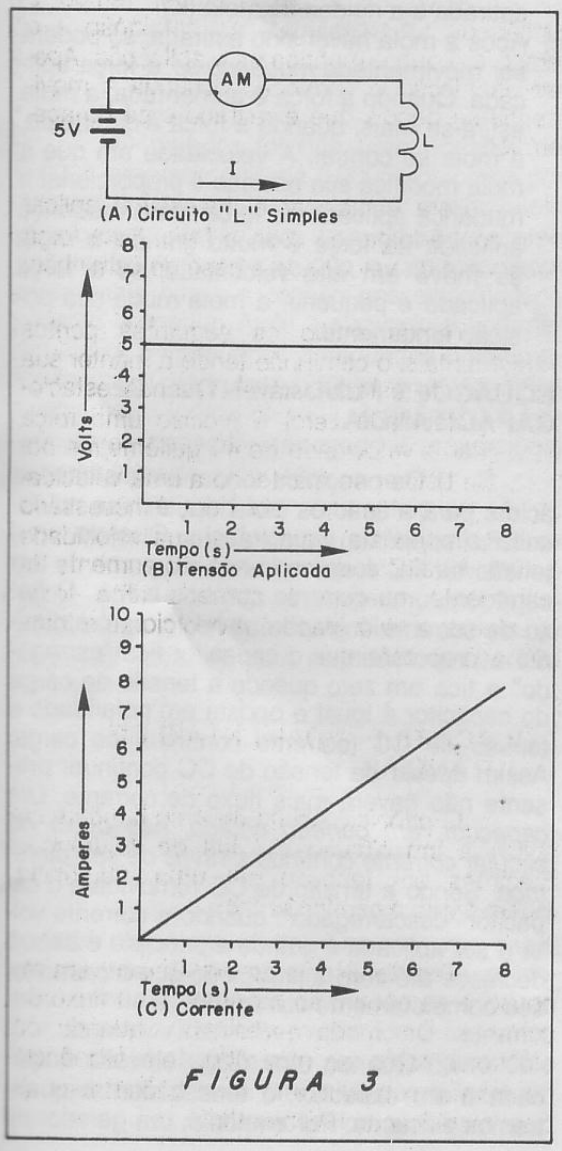


FIGURA 3

Um amperímetro colocado no circuito, para medir o fluxo de corrente, indicará um aumento uniforme. Ao fim de 1 segundo indicará 1 ampère; ao fim de 2 segundos indicará 2 ampères; ao fim de 5 segundos indicará 5 ampères. Ao fim de cada segundo a corrente aumentou de 1 ampère. Este circuito terá então uma relação ou *proporção de aumento de corrente* de 1 ampère por segundo, como em "C" da **figura 3**. Observar que a forma de onda da corrente difere da forma de onda da tensão aplicada (**figura 3B**).

O valor da indutância (L) pode ser determinado pela determinação da relação entre a tensão aplicada (5 volts) e a proporção de aumento de corrente (1 ampère por segundo) ou seja, 5 Henrys. Quando a indutância do circuito é elevada para 10 Henrys (estando constante a tensão da bateria), a proporção de aumento de corrente vai a 0,5 ampères por segundo. Isto demonstra um fato importante: *quando maior a indutância*, maior é a oposição para uma mudança do fluxo de corrente, e *menor a relação de aumento de corrente* para uma dada tensão.

Como a corrente aumenta a cada segundo, o valor da mesma a cada instante depende do tempo que a tensão foi aplicada ao circuito; quanto *mais tempo* durar a aplicação da tensão, *mais elevado* será o valor da corrente no circuito.

No que foi exposto acima, três relações fundamentais estão envolvidas:

a) Qualquer indutância se opõe a qualquer mudança de corrente;
b) Quando ocorre uma tensão nos extremos de uma indutância pura, a corrente através da indutância deve mudar;
c) A corrente que flui em uma indutância pura, em um dado instante, depende da extensão de tempo que a tensão foi aplicada.

Partindo destas relações fundamentais é possível determinar a resposta de uma indutância perante qualquer forma de onda de uma tensão. É importante notar que neste relacionamento se assume a existência de uma *indutância pura*.

Na prática os indutores possuem sempre uma certa resistência em série e a corrente não aumenta indefinidamente quando uma tensão de corrente contínua é aplicada.*

RESPOSTA DE UM CIRCUITO "C" SIMPLES

Analogia entre uma capacitância e uma mola

A relação entre carga, corrente e tensão em um capacitor é ilustrada por analogia, na **figura 4**. O capacitor é representado por uma mola espiral, a tensão "E" representada pela força "F" e a carga "Q" é representada pela distância "S" que a mola é esticada.

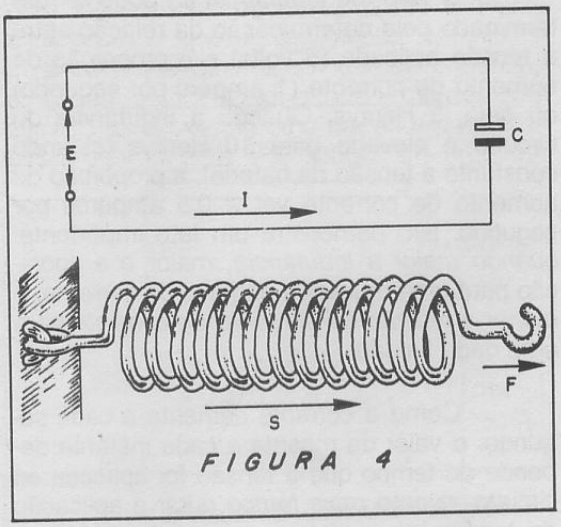


FIGURA 4

A corrente no circuito é igual a quantidade de carga fluindo no capacitor, no tempo de um segundo e pode ser representada pela distância/segundos em que a mola é esticada. Assume-se neste exemplo, que não existe *resistência* ou equivalente *fricção*. Quanto mais a mola é esticada, menor é a distância percorrida em cada segundo. Esticando-se a mola, cria-se uma "contra-força", oposta a força que estica a mola e que tende a fazer retornar a mola a sua condição original. Chega-se a um ponto em que a mola não pode ser mais esticada e nesta ocasião a "contra-força" é igual a força aplicada. Se a força esticadora é aumentada a mola pode ser mais esticada.

Quando esta força aplicada é liberada a mola retorna a sua posição original com uma contra-força igual a força aplicada. A velocidade é grande no início do ciclo de retorno e, a proporção que a mola retorna ao estado original, a contra-força diminui e portanto a velocidade (distância por segundos) diminui.

A distância total (S) em que a mola é estirada depende diretamente da força (F) e inversamente da rigidez (K) da mola. Assim a velocidade da mola depende diretamente da força e inversamente da rigidez.

Eis alguns princípios fundamentais:

a) Quando uma força constante é aplicada à mola, esta estira-se até uma certa distância (S), dependendo de (F) e (K). Esta posição é mantida enquanto perdurar a força aplicada.
b) A contra-força criada na mola é proporcional à distância total (S) em que a mola é estirada e a rigidez da mola (K).
c) Após a mola haver sido estirada, só poderá ser movimentada *mudando-se* a força aplicada. Quando a força é aumentada, a mola estira-se mais; quando a força é diminuída, a mola se contrai. A velocidade em que a mola modifica sua posição é proporcional a mudança aplicada na força. Se a mudança aplicada na força é muito grande, a mola se move em alta velocidade; se a força aplicada é pequena, a mola muda sua posição lentamente.

EQUAÇÕES FUNDAMENTAIS DE CAPACITÂNCIA

1) Os princípios fundamentais citados acima para a ação da mola, aplicam-se no circuito simples de capacitância. Quando uma tensão de CC é aplicado nos extremos de um capacitor, uma corrente começa a fluir. O fluxo de corrente é grande no início, porém diminui a proporção que o capacitor fica "carregado" e fica em zero quando a tensão de carga do capacitor é igual e oposta em polaridade a tensão de CC (corrente contínua) de carga. Assim apesar da tensão de CC continuar presente não haverá mais fluxo de corrente. *Um capacitor, em perfeito estado, não deixa de circular corrente contínua através de seu dielétrico.* Sendo a tensão de CC removida e o capacitor "descarregado", quando a corrente volta a ser aplicada é grande a princípio e depois decresce até zero à proporção que o capacitor fica completamente carregado.

2) Quando uma carga elevada é aplicada a um capacitor, a tensão nos seus extremos aumenta. Por exemplo, um gerador de

* Cumpre notar que com o advento, bem próximo, dos supercondutores, que ainda estão em laboratório, porém breve estarão em uso comum, é possível que tenhamos que reformular e reconsiderar certos parâmetros, da lei de Ohm e outras leis fundamentadas em conceitos do passado. Mas vamos aguardar a chegada dos "supercondutores". Por enquanto o que dizemos é válido.

corrente constante, ligado a um capacitor (**figura 5**).

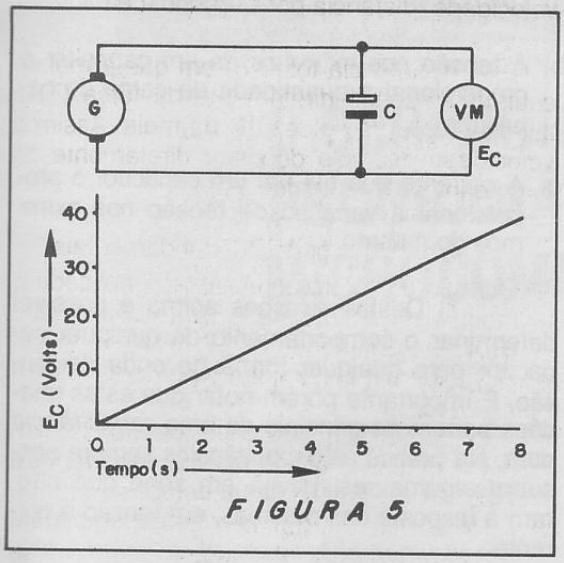


FIGURA 5

O gerador fornece uma corrente de 0,0005 ampères ou seja 0,0005 coulombs por segundo. Um voltímetro ligado em paralelo com o capacitor indicará uma leitura crescente constante. A proporção que o capacitor acumula mais carga a tensão nos extremos do mesmo aumenta. Após 1 segundo o voltímetro indica 5 volts, após 2 segundos o voltímetro indica 10 volts e ao término de 5 segundos o voltímetro indica 25 volts. A tensão nos terminais do capacitor carregado é proporcional a carga total do capacitor.

3) A tensão aumenta 5 volts para cada 0,0005 coulombs de carga adicionada ao capacitor, ou seja 5 volts por segundo. A capacitância "C" é igual a corrente (carga por segundo) *dividida* pela *proporção da tensão de carga*:

$$C = \frac{Q}{E}$$

Assim (C) = a 100 microfarads (0,0005 ampères/5 volts). Quando uma capacitância de 10 microfarads é utilizada, a tensão aumenta em uma proporção de 50 volts por segundo. Quando menor for o capacitor, maior será a tensão nos extremos para uma dada quantidade de carga. A carga total em coulombs em qualquer tempo (t) é igual a I^t, onde I é a corrente em ampères e (t) o tempo em segundos.

Quando uma corrente de 0,0005 ampères flui por 2 segundos, o total da carga é duas vezes 0,0005 ou 0,001 coulombs. Quando a corrente é aplicada durante 5 segundos a carga total é 5 vezes 0,0005 ou 0,0025 coulombs. Quanto mais tempo durar o fluxo de corrente, maior será a carga e maior a tensão nos extremos do capacitor.

4) Se o gerador de corrente constante (**figura 5**) for substituído por um gerador de tensão e um amperímetro colocado em série no circuito, poderá ser observado o seguinte: quando o gerador de tensão é constante, o amperímetro indica zero. Quando a tensão de saída aumenta em uma proporção de 50 volts por segundo (**figura 6**) o amperímetro indica

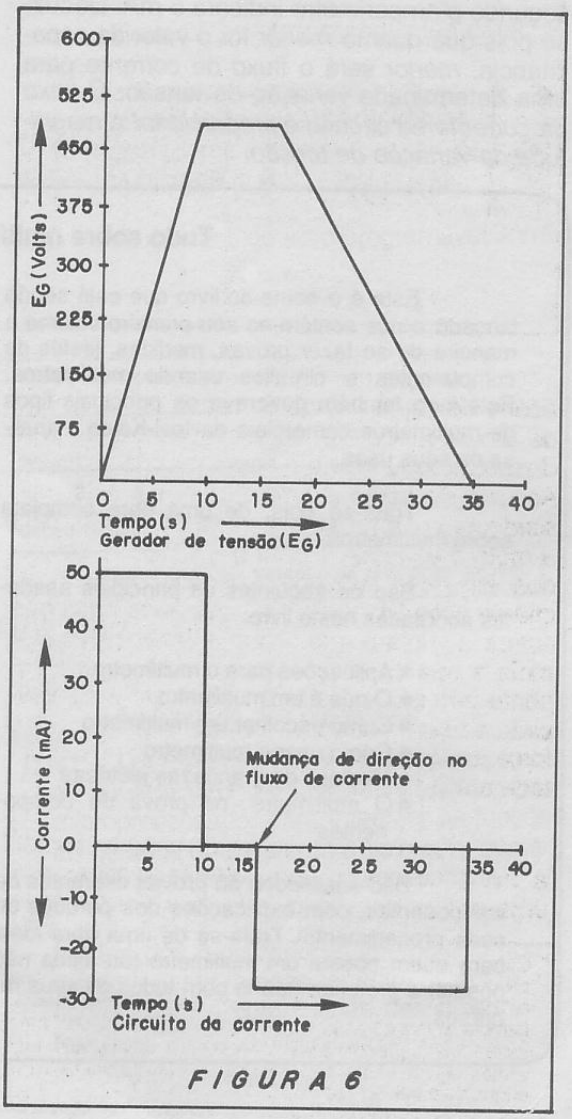


FIGURA 6

50 mA. Enquanto a tensão aumenta em uma proporção de 50 volts por segundo o amperímetro indicará 50 mA. Após 10 segundos, o gerador de tensão alcança 500 volts e permanece neste valor por 5 segundos. Durante este período a tensão não se altera e o amperímetro indica zero. Após 15 segundos a tensão começa a decrescer a uma proporção de 25 volts por segundo. O amperímetro indica agora 25 mA na direção inversa, pois a tensão aplicada está diminuindo e o capacitor está descarregado.

5) A capacitância (C) no circuito é igual a corrente (I) dividida pela variação de tensão. Assim a capacitância e 50 vezes 10^{-3} ampères dividido por 50 volts por segundo ou 10^{-3} farads (1.000 microfarads). Se a capacitância no circuito é 100 microfarads e a proporção de variação de tensão é 50 volts por segundo o amperímetro indicará 5 mA. Deduz-se pois que quanto *menor* for o valor da capacitância, *menor* será o fluxo de corrente para uma determinada variação de tensão. *O fluxo da corrente* no circuito é *proporcional* a *magnitude da variação de tensão.*

6) Podemos aceitar três relações fundamentais:

a) Um capacitor não deixa passar CC.

b) A tensão nos extremos de um capacitor é proporcional a quantidade de carga do capacitor.

c) A corrente que flui em um capacitor é proporcional a variação de tensão nos extremos do mesmo.

7) Destas relações acima é possível determinar o comportamento de qualquer capacitor para qualquer forma de onda de tensão. É importante porém notar que estas relações partem do princípio de uma *capacitância pura*. Na prática as capacitâncias sempre possuem alguma resistência em série que alteram a resposta das mesmas, em tensão e corrente. ●

Tudo sobre multímetros - Volume 1

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

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

São os seguintes os principais assuntos abordados neste livro:

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

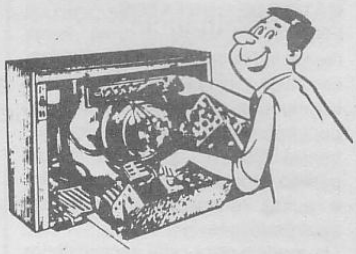
São analisados 56 provas diferentes de componentes, com explicações dos porquês de cada procedimento. Trata-se de uma obra ideal para quem possui um multímetro (ou ainda não possui) e pretende usá-lo com todos os seus recursos.



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

Esta obra pode ser enviada por Reembolso Postal (use o cupom da última página desta revista) pelo preço de Cz$ 500,00 mais as despesas postais.

Seção de Reparação



Sérgio R. Antunes

SANYO CTP6710: FALTAM TRAMA E SOM

Apresentação

O TV Sanyo CTP6710 é um TV em cores com seletor de canais digital, eletrônico, com soft touch (toque suave). Possui 5 circuitos integrados, 30 transístores e 53 diodos.

Utiliza o cinescópio 19VTX6ZP7J, in line, black matrix, e o sistema de cor é PAL-M.

Iremos, neste artigo, analisar um defeito bem interessante: falta trama e falta som.

Para que possamos ter um aproveitamente satisfatório da análise deste defeito, vamos estudar primeiro o diagrama em blocos do referido aparelho.

Circuito CTP6710

A **figura 1** ilustra o diagrama em blocos do circuito CTP6710.

O seletor de canais é do tipo digital e está encapsulado em uma única caneca de alumínio, protegida contra interferências estáticas. Começaremos nossa análise a partir da FI.

O circuito amplificador de FI está sintonizado em 45,75 MHz, com circuitos ressonantes em 41,25 MHz para o áudio e 42,17 MHz para a croma.

O circuito de FI trabalha com dois amplificadores sintonizados: o 1º é amplificado por Q101 e o 2º por Q102.

Após a amplificação, o sinal é aplicado ao pino 1 do IC121 (TA7174P) para ser

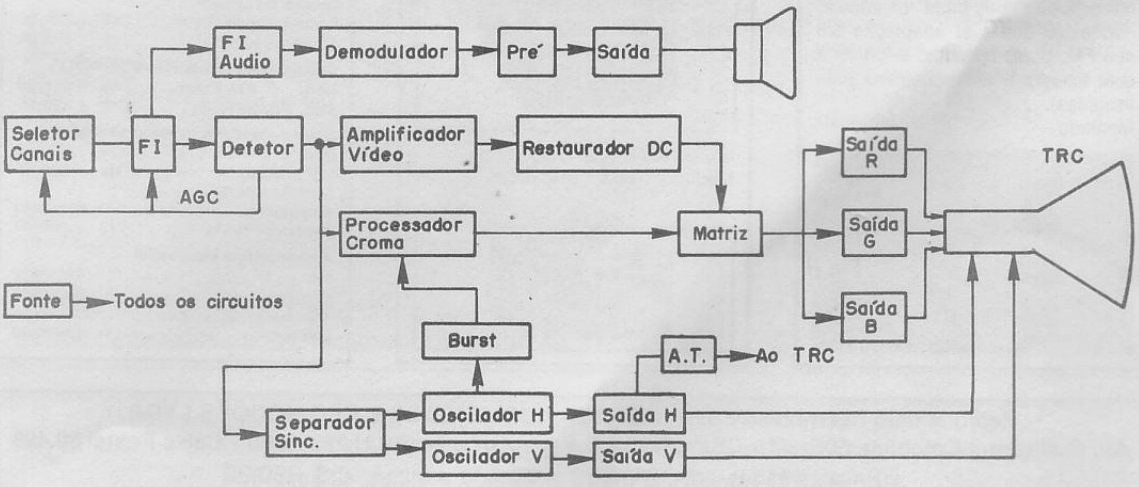


FIGURA 1

amplificado, passar pelo detector de vídeo e sofrer os controles do AGC e AFT.

Seção luminância

O IC121 (TA7174P), após efetuar todo processamento do sinal de vídeo composto, envia o sinal pelo pino 9 até a base de Q171 via filtro CL171 e L171. Este transístor Q171 constitui o primeiro amplificador de vídeo.

Como já é de nosso conhecimento, o sinal de luminância já vem pronto, bastando demodulá-lo, ação que foi feita pelo IC121. No entanto, o sinal de croma requer reconstituir a sub portadora de 3,58 MHz e recuperar a fase da componente vermelha.

Estas tarefas do circuito de croma consomem um tempo na ordem de 1 micro segundos adicionais à luminância. Para acertar a fase e o período dos dois sinais, o sinal de luminância deverá ser atrasado 1 micro segundo. Isto é feito por L173.

Em seguida, o sinal Y (luminância) será amplificado por Q172. Neste ponto, pode-se controlar o contraste por meio de VCR902 e através de Q651 ajusta-se o nível do brilho.

O terceiro amplificador Y é formado por Q177, tendo ainda Q173 para restaurar o nível DC, fato necessário devido aos vários acoplamentos de estágio para estágio.

Q175 é o amplificador do nível DC restaurado e Q176 é o 4º amplificador de vídeo.

Q174 é o controle automático de brilho e o controle manual de brilho é feito por VR903. É oportuno lembrar que no 4º amplificador (Q176) são aplicados os pulsos de apagamento, proveniente do sincronismo.

Seção de croma

A seção de croma é processada pelo IC201 - TA7193P.

Este CI recebe o sinal de croma separado pelo filtro passa alta Q221.

L226 e T221 formam a linha de retardo PAL, com duração precisa de 63,5 micro segundos, ou seja, o tempo exato de varredura de uma linha horizontal. Daí o nome técnico de "linha de retardo de 1 hora".

O sinal atrasado da linha de 1 hora será injetado no pino 5 do CI201, onde, internamente, ocorrerá: amplificação, oscilador de referência de 3,575611 MHz, chaveamento PAL na metade da freqüência horizontal, acerto de fase a partir do pulso burst e demodulação das componentes R-Y, B-Y e G-Y.

O sistema PAL-M é dotado de três sinais de croma: R-Y, B-Y e -R+Y. Este terceiro sinal será invertido no receptor e restaurará a fase correta do vermelho.

A **figura 2** ilustra a posição destes sinais vetorialmente e a **figura 3** ilustra estes sinais em forma de amplitudes.

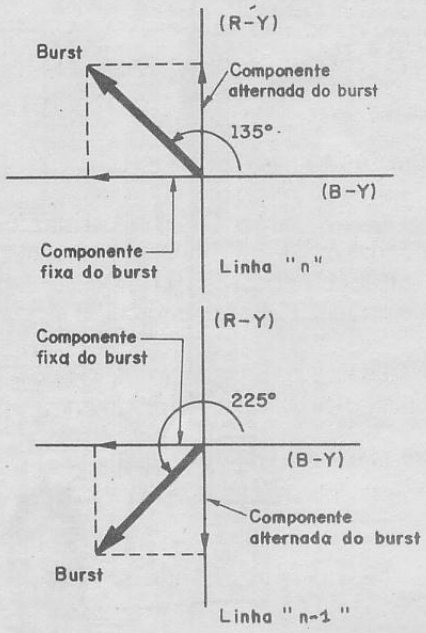


FIGURA 2

Saída R-G-B

A etapa de saída é formada por 3 amplificadores: R(vermelho), formada pelo transístor Q281; G(verde) Q282; B (azul) formado por Q283.

Em cada um destes amplificadores, é injetado o sinal de luminância, proveniente de Q176.

No cinescópio teremos a composição da imagem, conforme o seguinte padrão:

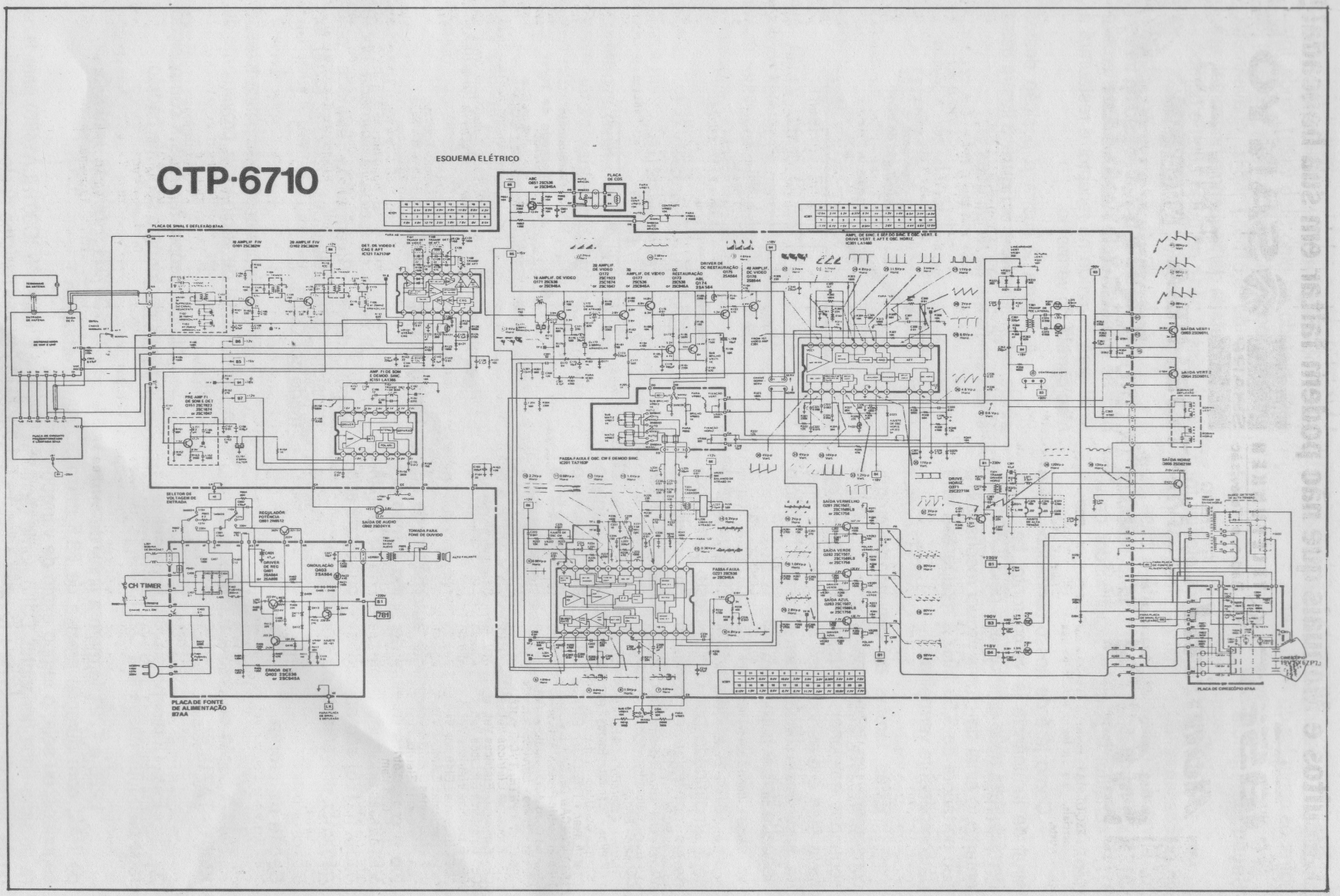
$$Y = 30\% R + 59\% G + 11\% B$$

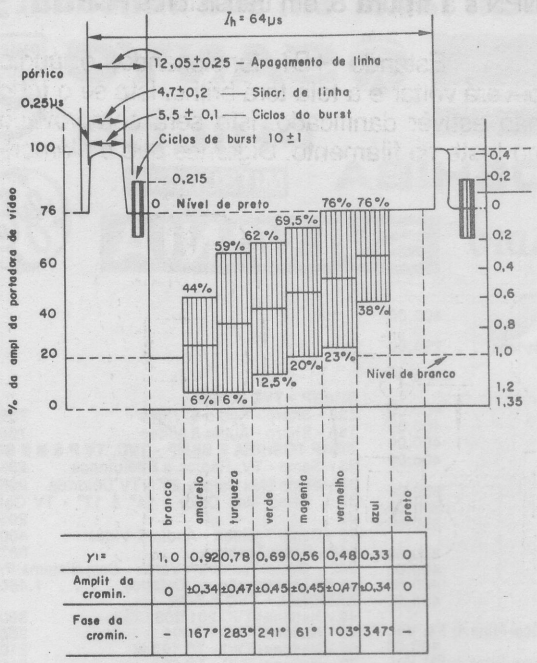
Sincronização

É usado o IC301 (LA1460) para fazer a seção de sincronismo deste aparelho.

CTP-6710

ESQUEMA ELÉTRICO





	branco	amarelo	turqueza	verde	magenta	vermelho	azul	preto
y_1=	1,0	0,92	0,78	0,69	0,56	0,48	0,33	0
Amplit da cromin.	0	±0,34	±0,47	±0,45	±0,45	±0,47	±0,34	0
Fase da cromin.	–	167°	283°	241°	61°	103°	347°	–

FIGURA 3

O IC301 contém ainda os seguintes circuitos: oscilador vertical, drive vertical, oscilador horizontal, drive horizontal e comparador de fase horizontal (AFC).

A etapa de saída (potência) vertical é formada por Q903 e Q904, onde os 60 Hz em dente de serra serão aplicados com suficiente corrente nas bobinas defletoras (Yoke).

Q371 e Q905 formam a etapa de saída (potência) horizontal. Do coletor de Q905, o sinal é aplicado ao Fly back T902 (transformador de saída horizontal). Neste bloco encontraremos o estágio de retificação da alta tensão, controle do foco e tensões +B3(90 V), +B4(18 V), +B5(15 V), +B6(12 V) e +B7(12 V).

A diferença de +B6 e +B7 é que +B6 tem a tensão estabilizada pelo zener D141, enquanto que +B7 não tem estabilização.

A seção do horizontal e da alta tensão é alimentada pela fonte +B1(220 V).

Fonte

Desconsiderando a seção de retificação e filtragem, extremamente conhecida pelos nossos leitores, consideraremos a etapa de regulação.

Q901 é o regulador de potência.

Q403 é o protetor da fonte. Qualquer anomalia na corrente e ele bloqueará o circuito. Ele aciona Q402 (detector de erro) e este desliga o driver do regulador, que é o transístor Q401.

A **figura 4** ilustra o princípio de funcionamento desta fonte.

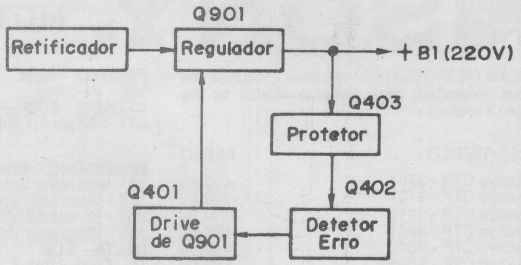


FIGURA 4

A **figura 5** ilustra o diagrama de toda seção de alimentação.

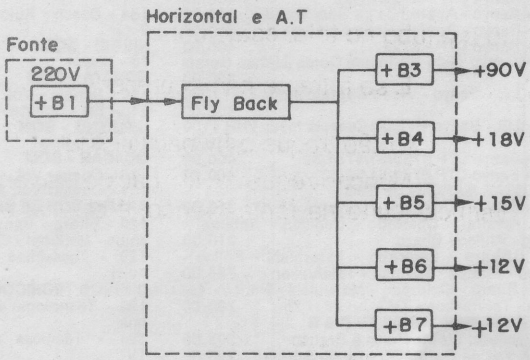


FIGURA 5

Análise do defeito: falta trama e som

A **figura 6** ilustra este defeito. Não há luz na tela do cinescópio. Não há nenhum ruído no alto-falante.

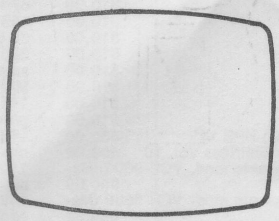


FIGURA 6

A primeira coisa a fazer é verificar a fonte de +B1 e os fusíveis. Não tendo 220 V em +B1, verifique:

- Q901
- Q401
- Q403

O transístor Q901 é de potência, cujo código é 2N6512. Pode ser substituído por BU208 (é mais barato e tão potente quanto o 2N6512).

A **figura 7** dá uma refrescada na memória quanto aos testes em transístores NPN e a **figura 8**, em transístores PNP.

Estando +B1 funcionando, o áudio deverá voltar e a tela terá brilho. Isto se o tubo não estiver danificado. Isto será comprovado no teste do filamento. Digamos que o filamen-

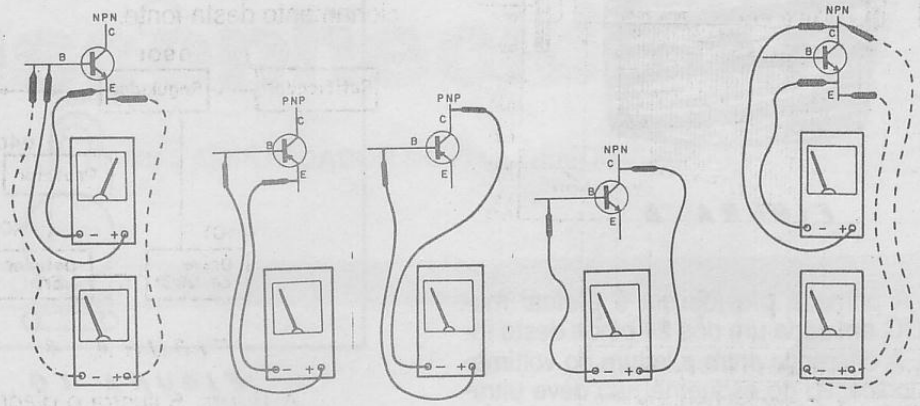


FIGURA 7

.o e o tubo no total estão bons.

E se a trama não aparecer?

Então troque o fly back (T902).

Nunca troque o fly back sem antes verificar curto na fonte. Senão, é colocar o fly back novo e queimá-lo.

Ao trocar T902 a trama deve aparecer e o som também.

Algumas vezes, após todo este trabalho, pode-se ouvir um chiado proveniente do conector de alta tensão do cinescópio. Es-

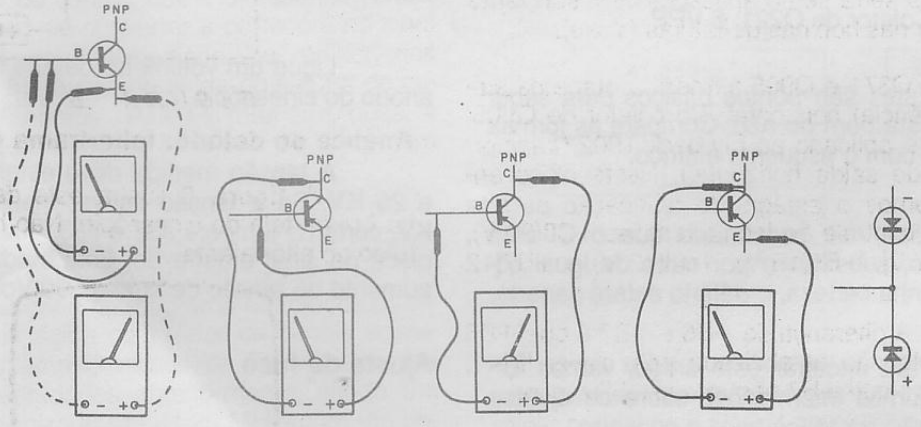


FIGURA 8

te chiado pode ser eliminado por se fazer, primeiramente, uma limpeza no conector e, depois, aplicar graxa de silicone na conexão.

Pode ocorrer ainda que, devido a queima do fly back e do transístor Q901, o próprio IC301 (LA1460) venha a se danificar.

O sintoma para este defeito é que, após a troca do fly back, o som apareça e a trama também; contudo, não apareça imagem e sim traços em sentido horizontal. A **figura 9** ilustra este sintoma.

Este defeito é típico do AFC e da seção osciladora horizontal.

Neste TV temos o IC301 (LA1460) que executa, entre outras funções, o oscilador horizontal e o AFC.

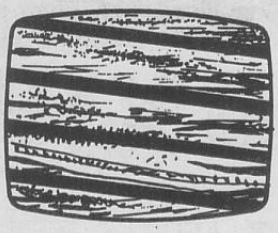


FIGURA 9

A primeira providência é efetuar medições DC em cada um dos 24 pinos deste integrado. A diferença entre a leitura do voltímetro e a indicação do esquema não deve ultrapassar 30%.

Se o leitor tiver osciloscópio, o diagnóstico será imediato: verifique as formas de ondas nos seguintes pinos:

Pino 13: 1,8 VPP
Pino 8: 2,2 VPP
Pino 6: 1 VPP
Pino 4: 1,4 VPP
Pino 17: 1,5 VPP
Coletor de Q221: 5 VPP

Estes são pontos básicos para saber se o CI está bom ou não. Compare as formas de ondas com o esquema elétrico.

Uma vez constatado que o CI está defeituoso, substitua-o por outro de igual código e, tenha certeza, o defeito estará sanado.

Para encerrar este artigo, vamos fornecer algumas informações sobre os ajustes que deverão ser feitos após o conserto.

Ajuste da fonte

Coloque os controles de brilho e contraste no máximo.

Conecte um voltímetro DC no pino 4 W na placa de alimentação (**figura 10**).

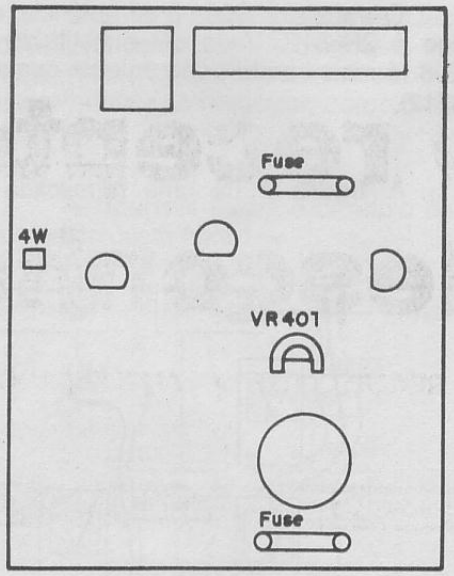


FIGURA 10

Ajuste VR401 para 220 V.

Ajuste da alta tensão

Sintonize o aparelho no padrão de barras coloridas (use gerador de barras).

Coloque os controles de brilho e contraste no mínimo.

Ligue um voltímetro de alta tensão ao anodo do cinescópio.

A tensão medida deve estar entre 21 e 25 KV. Se a tensão estiver menor que 21 KV, corte os jumpers J32 e J33, que estão na placa de sinal e deflexão. Esta medida causa aumento de tensão de quase 500 Volts.

Ajuste de foco

Sintonize o aparelho e coloque os controles de brilho e contraste nas posições normais.

Ajuste o potenciômetro de foco no ponto de melhor definição de imagem.

O receptor, esse desconhecido XIV

RECEPTOR DE TV - AMPLIFICADOR DE FI E DEMODULADOR

Josir Cavalcanti

Como vimos nos artigos anteriores, a emissora de TV irradia duas portadoras, a de vídeo, com todas as informações necessárias para a reprodução da imagem na tela do receptor, e a portadora de som, com o sinal de áudio, sendo que ambas ficam contidas em faixa de freqüências denominadas CANAL DE TV.

No artigo imediatamente anterior (Revista nº 15) havíamos visto o funcionamento do seletor de canais, que é o bloco conversor, encarregado de converter a portadora no sinal de freqüência intermediária, ou melhor, nos sinais de FI, já que na saída do seletor de canais não aparece UMA FI, mas sim, duas, a de vídeo, com 45,75 MHz e a de som, com 41,25 MHz.

A primeira idéia que poderia ocorrer, no desenvolvimento de um receptor de TV, seria a ilustrada no diagrama em blocos da **figura 1**; na saída do seletor de canais aparecem dois amplificadores de FI, semelhantes àqueles estudados anteriormente, sendo um deles sintonizado em 41,25 MHz, com um detetor de relação ou discriminador de fase em sua saída e o outro sintonizado em 45,75 MHz, com um demodulador de AM em sua saída, para o sinal de vídeo.

Este sistema chegou a ser utilizado, na prática, nos primeiros receptores de TV que foram produzidos por volta de 1950.

Nesta altura, entretanto, observou-se um efeito desagradável: era quase que totalmente impossível evitar que o sinal de FI de som "penetrasse" na FI de vídeo e que estes sinais entrassem em batimento no demodulador de vídeo, resultando, portanto, um sinal-soma, cuja freqüência é igual à soma dessas duas freqüências e um sinal-diferença, uma espécie de FI da FI, sendo que a diferença é de 4,5 MHz, daí, a formação de um sinal com freqüência de 4,5 MHz e COM A MESMA MODULAÇÃO DA FI DE SOM.

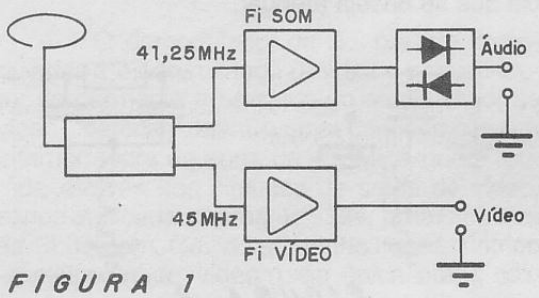


FIGURA 1

A solução, obviamente, foi a montagem de circuitos de absorção capazes de eliminar o sinal de 4,5 MHz para que não interferisse na imagem, sob a forma de pontos pretos e brancos alternados, que reduzem o contraste.

Posteriormente, desenvolveu-se um sistema de FI, atualmente em uso, chamado de FI por INTERPORTADORA. Neste sistema, emprega-se um único circuito amplificador de FI, tanto para vídeo como para som, sendo estes dois sinais misturados no demo-

dulador de vídeo, de onde será retirado o sinal de 4,5 MHz, resultante da intermodulação, que recebe o nome popular e um tanto impróprio de FI de som.

Este sistema é bastante cômodo, já que o sinal da FI de som, com 4,5 MHz, exigirá uma amplificação muito menor do que no sistema anterior, além do que essa freqüência, relativamente baixa, é mais fácil de manobrar que os 41,25 MHz originalmente disponíveis na saída do seletor de canais.

Paralelamente, os circuitos sintonizados que devem retirar o sinal de 4,5 MHz da saída do detetor de vídeo, ou do pré-amplificador de vídeo, conforme o caso, atuam também, na eliminação da interferência da interportadora de vídeo sobre a imagem, resultando em uma grande simplificação do circuito e economia.

Par manter o nível da inteportadora relativamente baixo, o sinal de 41,25 MHz sofre uma grande atenuação na entrada do amplificador de FI, para o que são usados circuitos de absorção ou armadilhas, chamadas, às vezes, de "trampas" (que quer dizer armadilha ou arapuca, em Espanhol).

Os circuitos de absorção têm o aspecto ilustrado na **figura 2**. São simples circuitos LC série ou paralelo, ressonantes na freqüência que se deseja atenuar.

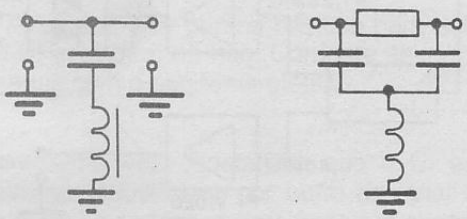


FIGURA 2

Como sabemos, os circuitos LC série apresentam impedância praticamente nula à freqüência de ressonância, de maneira que sendo montados como na **figura 2**, praticamente desviam para terra a freqüência que se deseja eliminar.

O circuito da **figura 3** atua como uma "esponja" eletrônica, absorvendo o sinal. Pode observar que o LC paralelo não está ligado a nenhum circuito, sendo o acoplamento magnético, condição na qual grande parte do sinal cuja freqüência corresponder à de ressonância deste circuito será induzida em L2, reduzindo, desta forma, a amplitude do sinal circulante no resto do circuito.

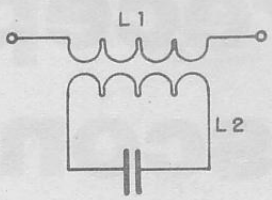


FIGURA 3

Um problema a ser resolvido, logo nos circuitos de entrada de um amplificador de FI de vídeo, é o do batimento do sinal do oscilador local com as portadoras de som e de imagem dos canais adjacentes. Se, por hipótese, um receptor estiver sintonizando o canal 8, havendo emissoras operando canais 7 e 9, ocorrerá batimento entre o oscilador local do seletor de canais com a portadora de som do canal 7 (cuja freqüência se aproxima da freqüência da portadora de vídeo do 8) e com a portadora de vídeo do canal 9, cuja freqüência se aproxima da freqüência da portadora de som do canal 8, que está sendo sintonizado.

O resultados destes batimentos é o aparecimento de sinais com freqüências relativamente próximas à das FIs do receptor, que são o sinal de 39,75 e de 47,25 MHz, os quais, evidentemente, devem ser eliminados, sob pena de interferirem no receptor.

Devido a isto, a resposta de freqüência do canal de FI, como um todo, deve ser a ilustrada na **figura 4**. Como podemos observar, o máximo ganho se dá em uma freqüência pouco abaixo da nominal da FI de vídeo, entre 43 e 44 MHz, sendo que o ganho na freqüência nominal da FI de vídeo é relativamente pequeno, ou seja, o sinal correspondente à portadora propriamente dita aparece com 50% da amplitude que o sinal de 44 MHz (correspondente à banda lateral superior) tem.

O sinal de 41,25 MHz é quase que totalmente eliminado, havendo um reduzido ganho nos sinais com freqüência pouco inferior (que correspondem às bandas laterais da mudulação em FM e o próprio desvio), sendo que o sinal de 39.75 MHz é totalmente atenuado).

Da mesma forma, o sinal de 47,25 MHz é fortemente atenuado, evitando-se, desta forma, o aparecimento de interferência na tela.

Um outro ponto de relevante importância é a relativa largura do topo da curva de resposta, necessária para a passagem dos sinais de vídeo com freqüência relativamente alta, que contem os detalhes da imagem.

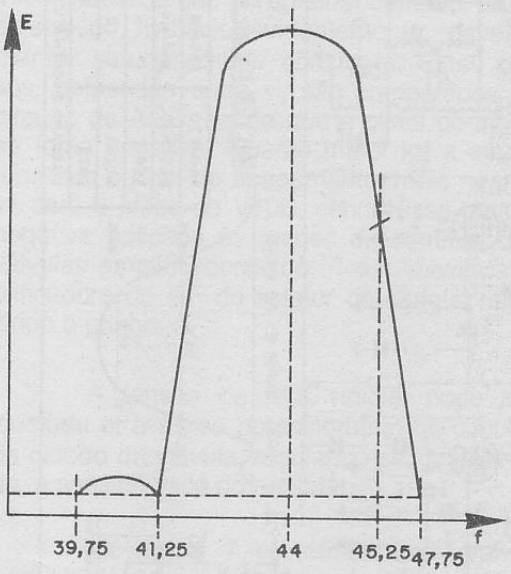


FIGURA 4

Para se obter essa curva de resposta, que é a curva total, ou seja, a soma ou superposição das curvas de resposta de todas as etapas que constituem o amplificador de vídeo, foram empregados diversos artifícios, tais como a sintonia escalonada, sendo que alguns foram abandonados por serem de difícil execução.

Um outro detalhe a ser considerado é que o sinal na saída do detetor de vídeo deve ter uma amplitude relativamente grande; com alguns microvolts na antena do receptor, o sinal de vídeo na saída do demodulador deve ter 2 V de pico! Isso vale a dizer que o ganho do amplificador de FI de vídeo deve ser muito maior do que o ganho de estágios similares em receptores de AM e de FM, cujo sinal de áudio, na saída do demodulador é de apenas alguns décimos de volt.

Devido à freqüência relativamente elevada da FI, os amplificadores de FI de vídeo, muitas vezes, assumem aspectos algo diferentes daqueles a que estamos acostumados, nos receptores de AM e de FM, por exemplo, muitos transformadores de FI e indutores dos circuitos de absorção dispensam a clássica blindagem, principalmente por terem poucas espiras, em alguns casos, menos de dez.

Na **figura 5** ilustramos uma configuração atualmente adotada para os TFIs de vídeo, que não são propriamente um transformador de FI, mas um circuito LC paralelo que serve de carga a um transístor, sendo o acoplamento à etapa seguinte feito através de um divisor capacitivo.

Na **figura 6** ilustramos o diagrama esquemático de um receptor de TV valvulado, que adotava uma configuração que podemos considerar como clássica, sendo a mesma dos últimos TVs a válvula, muitos dos quais ainda em serviço.

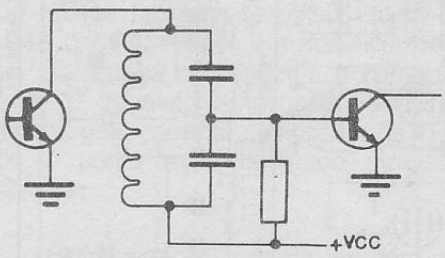


FIGURA 5

O amplificador de FI consistia de três etapas amplificadoras, usando uma válvula EF183 (pentodo de RF) na entrada e duas EF184. Observe-se que os transformadores de FI adotam a disposição clássica, sendo o primário sintonizado pela própria capacitância intereletródica das válvulas.

O demodulador de vídeo é um demodulador a diodo, usando um diodo semicondutor de germânio e na saída do amplificador de vídeo aparecem tanto o sinal de vídeo como a interportadora de som, de 4,5 MHz, que é retirada através dos circuitos de saída de vídeo, sendo aplicada a uma EF-184, amplificadora de FI de som. Devido ao ganho introduzido no amplificador de vídeo, uma única etapa proporciona ao sinal de 4,5 MHz a amplitude suficiente para ser levado ao um detetor de relação, onde são usados também diodos de germânio 1N60.

Um detalhe interessante é o controle automático de ganho, que opera de forma totalmente diferente dos receptores de rádio; uma amostra dos pulsos de varredura horizontal é aplicada à placa de um triodo (V10B), que também recebe o sinal de vídeo atuando como um comparador, isto é, nesta válvula são comparados os sinais de vídeo com os pulsos do fly-back. Na saída do amplificador de vídeo, além do sinal de vídeo propriamente

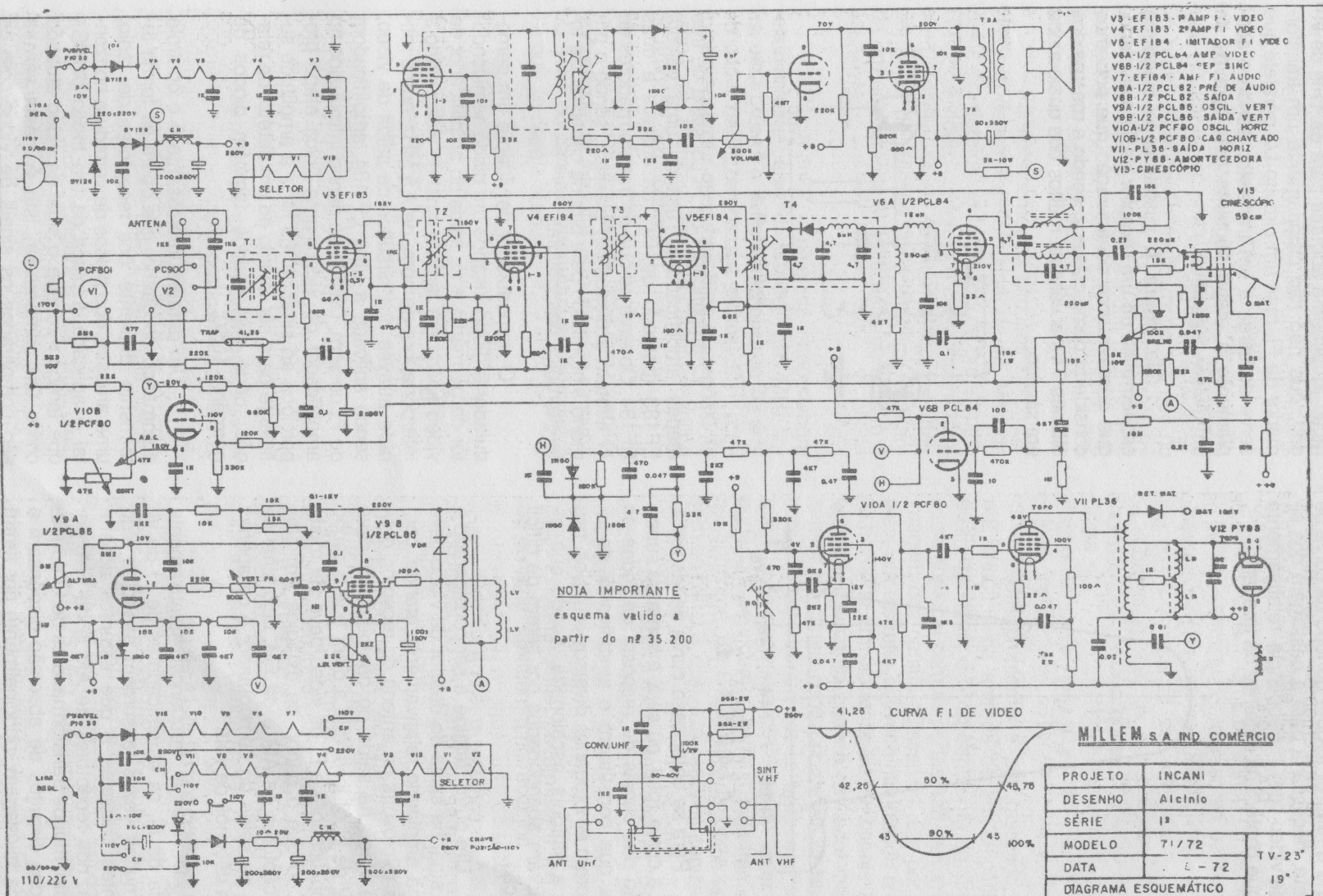

V3 - EF183 - 1ª AMP F. VIDEO
V4 - EF 183 - 2ª AMP F I VIDEO
V5 - EF184 - IMITADOR F I VIDEO
V6A - 1/2 PCL84 AMP VIDEO
V6B - 1/2 PCL84 - SEP SINC
V7 - EF184 - AMP FI AUDIO
V8A - 1/2 PCL82 - PRÉ DE ÁUDIO
V8B - 1/2 PCL82 - SAÍDA
V9A - 1/2 PCL86 - OSCIL VERT
V9B - 1/2 PCL86 - SAÍDA VERT
V10A - 1/2 PCF80 OSCIL HORIZ
V10B - 1/2 PCF80 CAG CHAVEADO
V11 - PL36 - SAÍDA HORIZ
V12 - PY88 - AMORTECEDORA
V13 - CINESCÓPIO
SELETOR
ANTENA
PCF801
PC900
V10B 1/2 PCF80
V9A 1/2 PCL85
V9B 1/2 PCL85
V6A 1/2 PCL84
V6B PCL84
V10A 1/2 PCF80
V11 PL36
V12 PY88
V13 CINESCÓPIO 59cm
NOTA IMPORTANTE
esquema valido a
partir do nº 35.200
CONV. UHF
SINT VHF
ANT UHF
ANT VHF
CURVA F I DE VIDEO
41,25
42,25
45,75
43
50 %
90 %
100 %
MILLEM S.A IND COMÉRCIO
PROJETO INCANI
DESENHO Alcinio
SÉRIE 13
MODELO 71/72
DATA . 1 - 72
DIAGRAMA ESQUEMÁTICO
TV-23"
19"

FIGURA 6

dito aparecem os pulsos de apagamento, junto com os de sincronismo e estes, como sabemos, devem coincidir em freqüência com os pulsos do fly-back, sendo sua amplitude dependente do ganho do amplificador de FI e da intensidade de campo do sinal captado. Já os pulsos do fly-back, evidentemente, deverão manter sua amplitude constante. Estes pulsos, defasados entre si, são comparados no circuito de AGC, sendo que a placa do triodo se torna negativa. Quanto maior for a amplitude dos pulsos de apagamento, mais negativa será a placa de V10B, sendo essa tensão negativa aplicada às grades de controle das válvulas amplificadoras de FI e à valvula amplificadora de RF do seletor de canais, reduzindo o ganho.

A tensão de AGC inicial pode ser ajustada através do potenciômetro no circuito de catodo da válvula, regulando-se, deste modo, a sensibilidade do receptor.

Na **figura 7** ilustramos o diagrama esquemático de um receptor de TV transistorizado, dos primeiros que foram produzidos, onde podemos notar a grande semelhança entre este circuito de FI e o circuito valvulado anterior, exceto quanto ao funcionamento do AGC.

Neste televisor, a FI de vídeo é composta por três etapas amplificadoras, acopladas entre si por transformadores de FI de aspecto clássico, ou seja, o acoplamento é magnético, sendo o primário dos TFIs sintonizado por um capacitor incluído no interior das blindagens.

A demodulação, como não poderia deixar de ser, é feita por meio de um diodo semicondutor, sendo que os sinais de vídeo, pulsos de sincronismo e apagamento e a interportadora de som de 4,5 MHz aparecem na saída do pré-amplificador de vídeo, sendo que através de um TFI próprio, o sinal de 4,5 MHz é extraído e levado à base de TR101, o primeiro amplificador de FI de som.

A carga deste transístor já é o próprio descriminador de fase, que adota a configuração comumente usada nos receptores de AM/FM transistorizados.

O AGC dos circuitos transistorizados pode atuar em dois sentidos: ou pela redução da corrente de base dos transístores ou por seu aumento, fazendo com que os circuitos sintonizados que lhes servem de carga fiquem fortemente amortecidos.

Neste circuito, o princípio ainda é o da comparação entre os pulsos do fly-back, de amplitude constante, com os pulsos de apagamento produzidos pela emissora de TV. O anodo do diodo D5 é conectado a um lado de um enrolamento especial do fly-back, sendo que o outro lado (s3) é ligado à base do transístor TR111. O sinal de vídeo composto é aplicado à base do transístor TR110 que atua como chave eletrônica, controlando a corrente de base de TR111, sendo que a base deste último recebe também os pulsos do fly-back, em fase oposta. Assim, em ausência de portadora na antena do receptor, a corrente de base do 1º transístor amplificador de FI é determinada pela corrente quiescente de TR111, sendo o ponto exato ajustado através de R812.

Essa corrente controla também o ganho do amplificador de RF do seletor de canais, TR1, sendo aplicada através de D4, de maneira a se obter um certo escalonamento, isto é, à medida em que os pulsos de apagamento presentes no coletor de TR104 vão aumentando de amplitude, em comparação com os pulsos do fly-back, a tensão de coletor de TR111 vai aumentando, incrementando inicialmente a corrente de coletor de TR101, o que lhe reduz o ganho.

Somente depois que o ganho de TR101 tiver sido afetado pela ação do AGC, é que essa mesma ação chegará ao amplificador de RF do seletor de canais, esse é o chamado CAG ou AGC retardado.

Na **figura 8** ilustramos outro circuito de receptor de televisão transistorizado. Este adota uma configuração mais moderna e o acoplamento entre as etapas amplificadoras de FI é feito por divisor capacitivo. Tal como no circuito anterior, e se tornou clássico nos receptores transistorizados, o AGC atua apenas sobre a 1ª etapa amplificadora de FI de vídeo e, com retardo, sobre o amplificador de RF do seletor de canais.

Uma novidade, neste circuito, é o acréscimo de uma etapa no canal de FI de som, cujo amplificador de áudio tem saída simples em classe A, acoplada ao falante através de transformador, ou seja, solução similar à adotada nos receptores de TV valvulados.

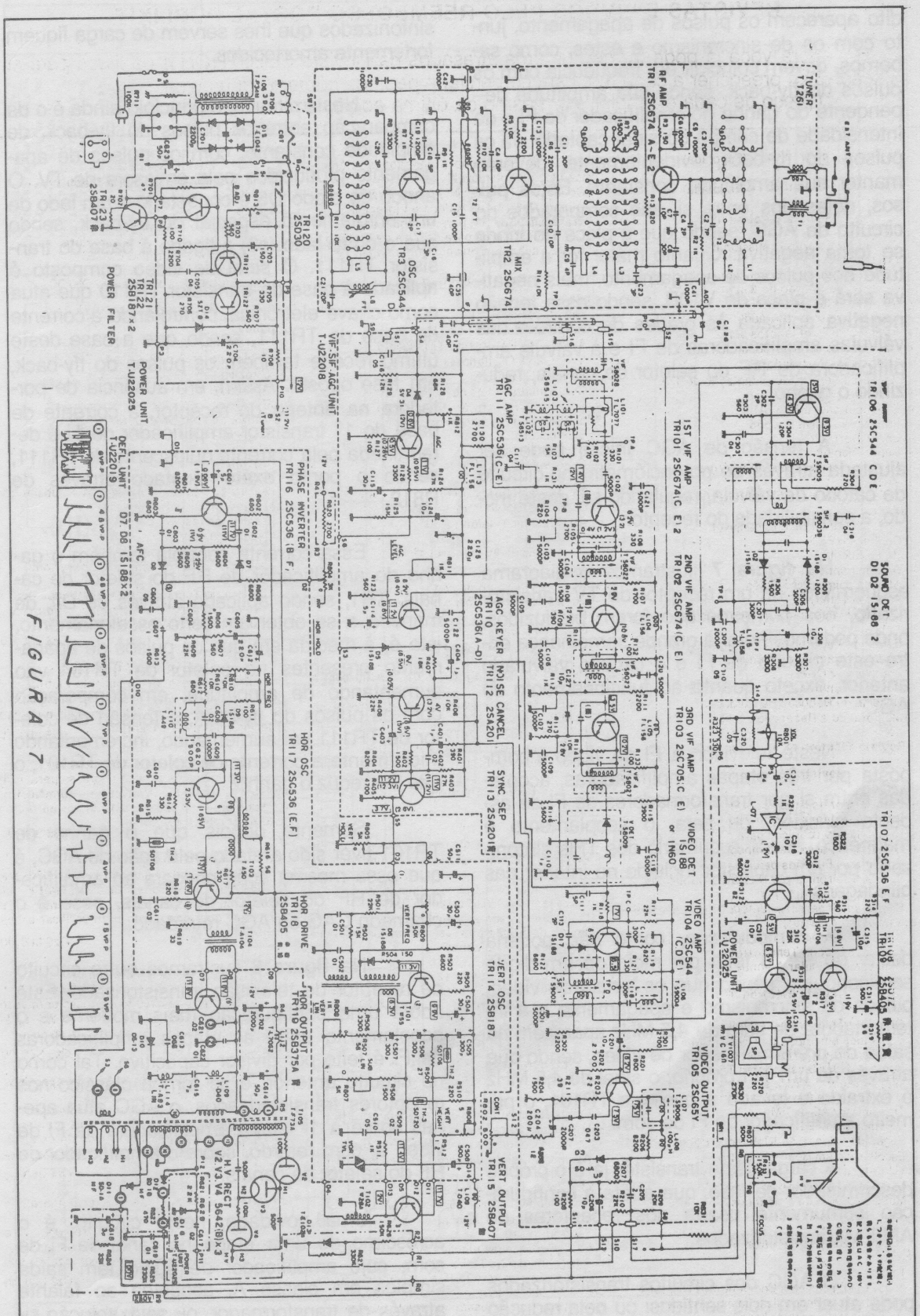


FIGURA 7

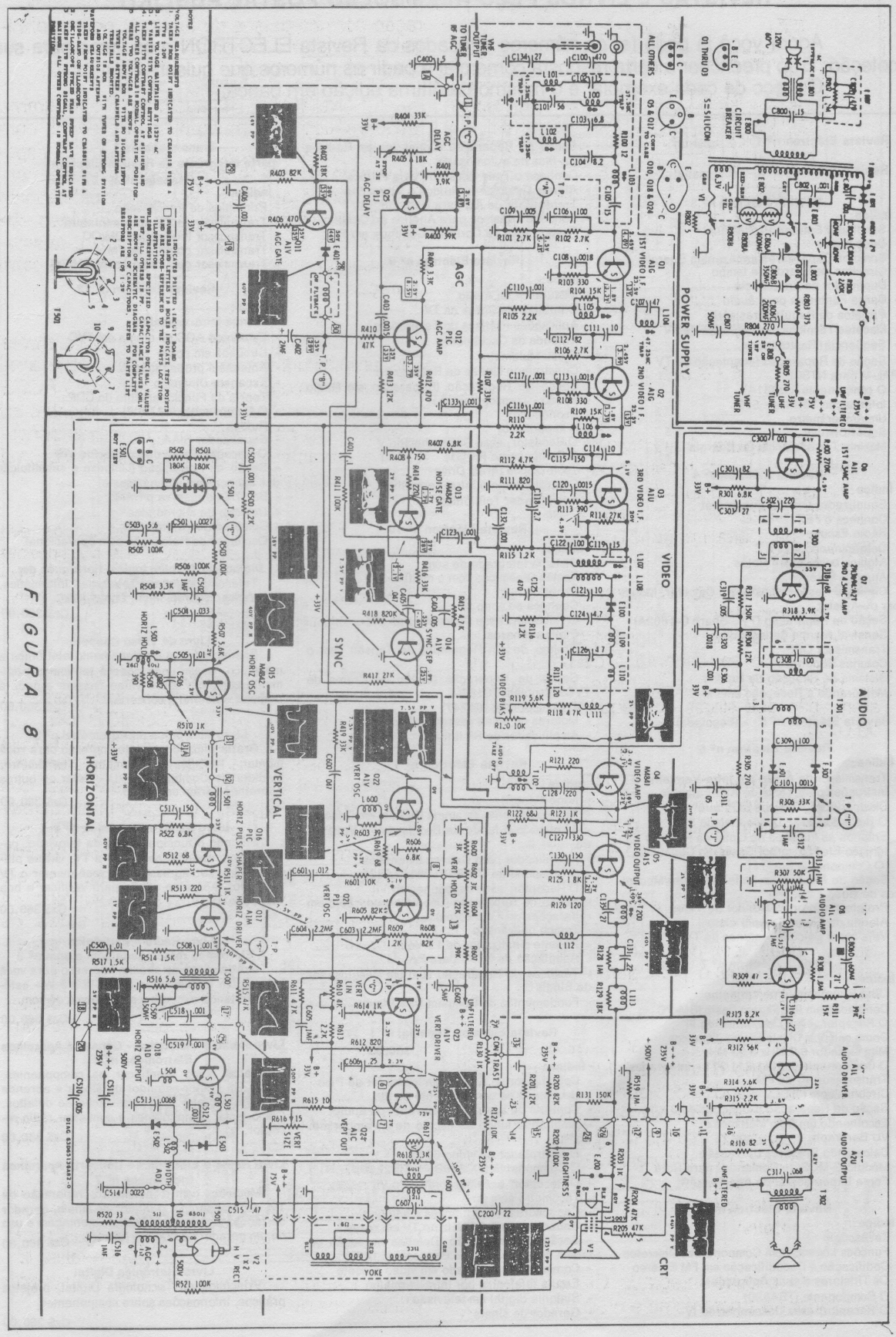


FIGURA 8

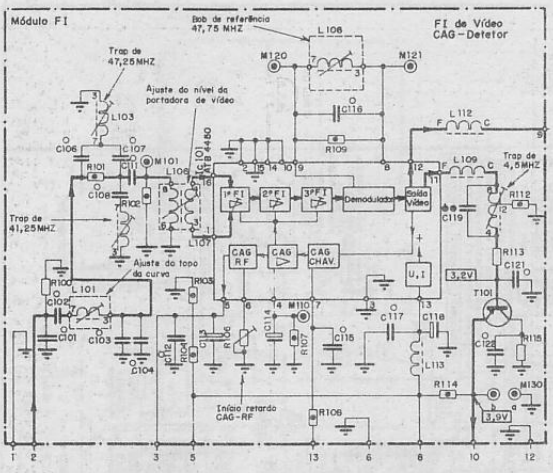


FIGURA 9

Na **figura 9** ilustramos o diagrama esquemático de um receptor de TV cujo canal de FI usa como dispositivo ativo circuitos integrados, sendo estes integrados dos primeiros tipos para alta freqüência, produzidos pela MOTOROLA.

Podemos observar, na entrada do circuito, a armadilha de 47,25 MHz, constituída por um LC série e um resistor, com uma disposição muito semelhante à de um filtro em pi, passa-baixas, que permite uma grande atenuação dos sinais de freqüência acima da de corte.

O transformador de RF seguinte, na verdade, incorpora dois LC, sendo um de acoplamento, sintonizado em 44 MHz, e outro num circuito de absorção de 41,25 MHz.

O acoplamento entre CI201 e CI202 é feito por um TFI de dupla sintonia, praticamente, duas bobinas independentes, com acoplamento frouxo para garantir uma maior largura de banda.

Um transístor, T301, atua simultaneamente como detetor de vídeo e amplificador de vídeo, sendo acoplado à saída de C202 por um transformador especial, com enrolamento sintonizado em 4,5 MHz, para transferir a interportadora de som para CI201, um circuito integrado amplificador de FI/FM, com demodulador de quadratura e pré-amplificador de áudio interno.

O circuito integrado CI203 contém o separador de sincronismo e o circuito de AGC, funcionando pelo mesmo princípio de comparação com os pulsos do fly-back, pois o terminal 9 deste CI é conectado, através de um divisor resistivo, ao pino 2 do TSH (fly-back).

Na **figura 10** ilustramos o diagrama esquemático de um amplificador de FI, com circuito integrado, sendo este um CI especialmente projetado para esta finalidade, contendo dentro de si três etapas amplificadoras de FI de vídeo, demoduladores de vídeo síncronos e o circuito de AGC interno e retardado, usando também pulsos do TSH para comparação.

Como a polarização dos transístores dos amplificadores de FI internos é feita através deste circuito, este integrado NÃO PODE ser posto em funcionamento sem receber os pulsos do fly-back; caso contrário, seu consumo de corrente será elevado, dissipando uma potência exagerada.

Estes integrados são utilizados em praticamente todos os televisores atualmente em produção, tanto monocromáticos como tricromáticos, proporcionando montagens compactas, simples e confiáveis.

Uma outra inovação que tem simplificado grandemente o projeto de receptores de TV é o FILTRO ULTRA-SÔNICO DE SUPERFÍCIE, que é um transdutor especial, cuja curva de resposta de freqüência coincide com a curva ideal da FI de vídeo. Este filtro, que ilustramos na **figura 11**, funciona aproximadamente como o filtros cerâmicos usados nos modernos receptores de FM, oferecendo uma transferência de energia elevada apenas para os sinais com freqüência em volta dos 44 MHz e rejeitando totalmente os sinais de 47,25 MHz, 39,75 MHz e atenuando fortemente o sinal de 41,25 MHz (**figura 12**).

A maior vantagem do emprego destes filtros reside no fato de dispensarem os complicados ajustes que são feitos na calibração de receptores de TV.

A necessidade de uma banda passante larga nos TFIs implica, naturalmente em um Q bastante reduzido e, portanto, os TFIs de TV oferecem aos amplificadores de FI de vídeo uma impedância de carga relativamente baixa, que se traduz em um ganho igualmente reduzido, sendo esta a razão pela qual se torna necessário o emprego de três etapas amplificadoras de FI.

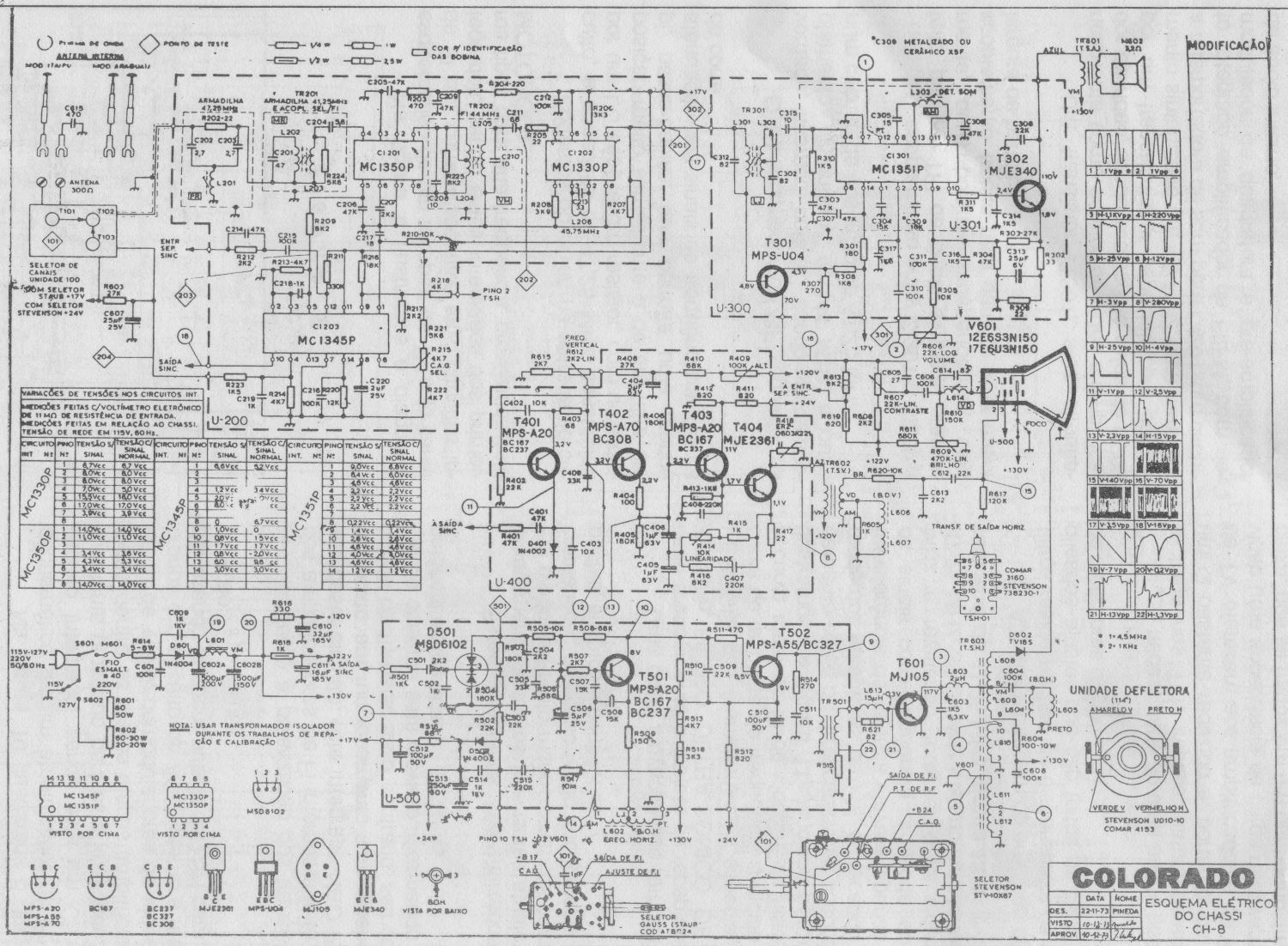

MODIFICAÇÃO
ANTENA INTERNA
MOD. ITAIPU
MOD. ARAGUAIA
ANTENA 300Ω
SELETOR DE CANAIS UNIDADE 100
COM SELETOR STAUB +17V
COM SELETOR STEVENSON +24V
ENTR. SEP. SINC
SAÍDA SINC
PINO 2 TSH
U-200
U-300
U-301
U-400
U-500
MC1330P
MC1350P
MC1345P
MC1351P
T301 MPS-U04
T302 MJE340
T401 MPS-A20 BC167 BC237
T402 MPS-A70 BC308
T403 MPS-A20 BC167 BC237
T404 MJE2361
T501 MPS-A20 BC167 BC237
T502 MPS-A55/BC327
T601 MJ105
D501 MSD6102
V601 I2E6S3N150 I7E6U3N150
FOCO
TRANSF. DE SAÍDA HORIZ.
UNIDADE DEFLETORA (114°)
AMARELO V
PRETO H
VERDE V
VERMELHO H
STEVENSON UD10-10
COMAR 4153
SELETOR STEVENSON ST-V10X87
SELETOR GAUSS (STAUB) COD AT8024
SAÍDA DE F.I.
AJUSTE DE F.I.
P.T. DE R.F.
C.A.G.
+B17
+B24
+17V
+24V
+120V
+122V
+130V
115V-127V 220V 50/60Hz
VISTO POR CIMA
VISTO POR BAIXO
MSD8102
MPS-A20 MPS-A55 MPS-A70
BC167
BC237 BC327 BC308
MJE2361
MPS-U04
MJ105
MJE340
NOTA: USAR TRANSFORMADOR ISOLADOR DURANTE OS TRABALHOS DE REPARAÇÃO E CALIBRAÇÃO
VARIAÇÕES DE TENSÕES NOS CIRCUITOS INT.
MEDIÇÕES FEITAS C/VOLTÍMETRO ELETRÔNICO DE 11 MΩ DE RESISTÊNCIA DE ENTRADA.
MEDIÇÕES FEITAS EM RELAÇÃO AO CHASSI.
TENSÃO DE REDE EM 115V, 60Hz.
COLORADO
ESQUEMA ELÉTRICO DO CHASSI CH-8
DES. 22-11-73 PINEDA
VISTO
APROV.

FIGURA 10

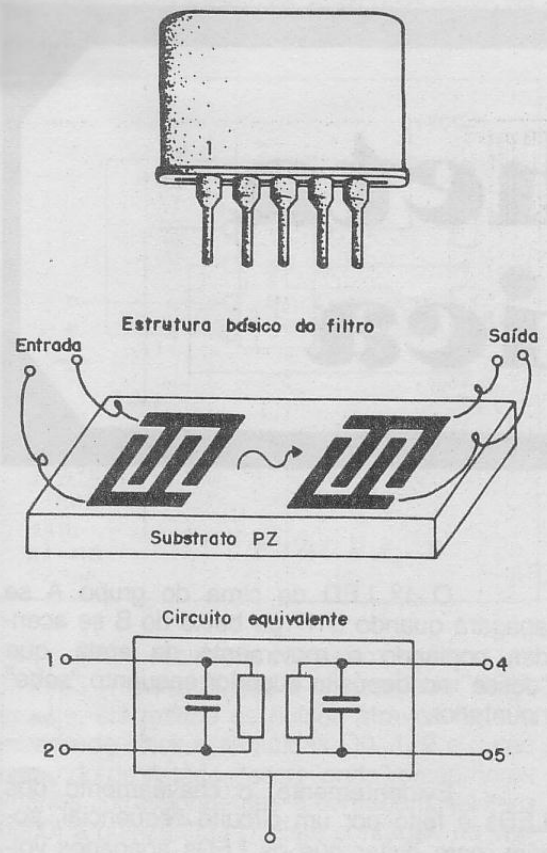


FIGURA 11

Uma outra questão a ser resolvida, no projeto dos TFIs, foi o compromisso entre a impedância de entrada de uma etapa e a de saída da etapa anterior, sendo que o casamento através da relação de espiras em alguns casos se torna bastante difícil. Suponhamos que, por cálculo, se verificou que a razão NP/NS deveria ser de 10:1 para a obtenção do casamento de impedâncias, sendo que o primário teria apenas nove espiras! Seria impossível enrolar um secundário com uma fração de espiras, pelo que se apela para os divisores capacitivos, nos quais a relação entre os valores de capacitância é igual à relação entre os valores de impedância a serem acoplados. Como estão em série, a capacitância total é ligeiramente menor que a capacitância do menor capacitor e série, sendo esta capacitância usada para a sintonia do circuito, como foi feito na **figura 8**.

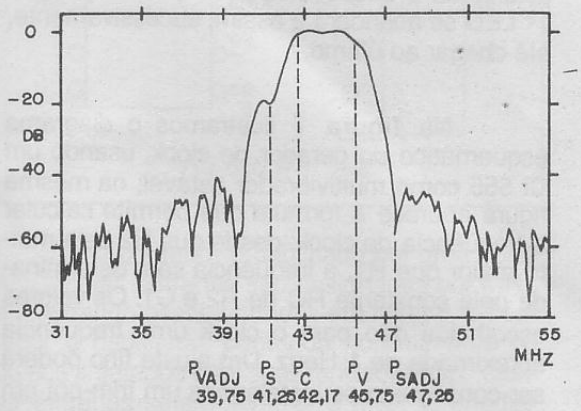


FIGURA 12

Par obter a largura de banda exata, independente da resistência de saída dos transístores, em paralelo com os indutores se colocam resistores, os quais proporcionam o amortecimento desejado.

Estas soluções tornam os circuitos praticamente independentes dos parâmetros dos transístores usados, o que facilita enormemente a substituição de componentes; como vimos no circuito da **figura 6**, a sintonia dos TFIs era feita pela própria capacitância intereletródica das válvulas; de sorte que, ao se trocar uma válvula, poderia vir a ser necessário refazer a calibração da FI.

Na prática, como a largura de banda é muito grande, uma pequena dessintonia dos TFIs é tolerada e a troca de válvulas podia e pode ser feita sem maiores cuidados.

A FI de som dos receptores de TV é praticamente igual à FI dos receptores de FM, pelo que não a comentaremos aqui. Cabe, apenas, registrar que sua freqüência de operação é de 4,5 MHz, usando, portanto, valores de indutância e capacitância maiores do que os costumeiros nos receptores de FM.

Atualmente, usam-se circuitos integrados amplificadores de FI/FM para o canal de FI de som dos receptores de TV, sendo que muitas vezes um mesmo tipo de integrado, tanto é usado em receptores de FM, como em receptores de TV, como é o caso do TBA120S, por exemplo, em que pese o fato de não dispor de AGC retardado nem recursos para a implantação de CAF, de vez que, como amplificador de FI de som de televisor, tais recursos são desnecessários.

Como estes integrados são muito sensíveis, ou seja, possuem ganho elevado, podem ser ligados diretamente à saída do detetor de vídeo, e não na saída do amplificador ou pré-amplificador de vídeo, tal como sucedia nos circuitos valvulados e transistorizados de menor ganho.

Ampulheta eletrônica

Josir Cavalcanti

A ampulheta, ou relógio de areia, é um dos mais antigos dispositivos destinados à medição do tempo, sendo um dos seus símbolos. Sua forma tradicional é uma armação de madeira contendo dois depósitos de vidro, cônicos, interligados por uma pequena abertura, sendo um dos depósitos cheios de areia.

Para usar a ampulheta, vira-se de modo que o lado cheio fique para cima e assim, por ação da gravidade, a areia escoa pela abertura para o depósito vazio, em baixo. Evidentemente, leva algum tempo para que toda a areia passe de um lado a outro sendo esse período de segundos, minutos ou horas, dependendo do tamanho da ampulheta e o diâmetro da abertura. Mediante marcas, se determina o tempo a partir do instante em que começou a escoar a areia.

Descrevemos no artigo uma versão eletrônica de ampulheta que, servirá para medir pequenos intervalos de tempo, e caso você não precise de uma ampulheta (eletrônica ou não) leia este artigo com atenção, pois esta será uma boa aula de Eletrônica digital.

Na versão eletrônica que estamos apresentando aqui, os depósitos cheios de areia foram substituídos por dois grupos de LEDs, os grupos A e B. Inicialmente os LEDs do grupo A estarão acesos e os do grupo B apagados; iniciado o período de contagem, um a um, os LEDs do grupo A irão se apagando e os do grupo B irão se acendendo sendo conveniente que ambos os grupos fiquem na vertical, com o A na parte superior.

O 1º LED de cima do grupo A se apagará quando o 1º de baixo do B se acender, copiando o movimento da areia, que "desce" no depósito superior enquanto "sobe" no inferior.

Evidentemente, o chaveamento dos LEDs é feito por um circuito seqüencial, porém, para evitar que os LEDs apagados voltem a se acender antes da hora, se torna necessário utilizar uma espécie de "tranca" eletrônica, ou seja, a "chave" uma vez acionada, não poderá ser acionada novamente, a não ser através de um dispositivo especial de desarme.

Paralelamente, como o acionamento deverá ser feito dentro de um período de tempo, se torna necessário um dispositivo temporizador, ou melhor, o cadenciador, mais popularmente, gerador de clock e um contador que irá contando os pulsos gerados pelo clock, acionando o seqüencial, assim, no 1º pulso o 1º LED se acenderá e assim, sucessivamente, até chegar ao último.

Na **figura 1** ilustramos o diagrama esquemático do gerador de clock, usando um CI 555 como multivibrador astável; na mesma figura aparece a fórmula que permite calcular a freqüência de clock; desde que R2 seja muito maior que R1, a freqüência será determinada pela constante RC de R2 e C1. Os valores escolhidos dão para o clock uma freqüência aproximada de 1 Hertz. Um ajuste fino poderá ser conseguido se instalarmos um trim-pot em série com R2, sendo que, para simplificar a

montagem, não incluimos esse dispositivo na sugestão para o circuito impresso.

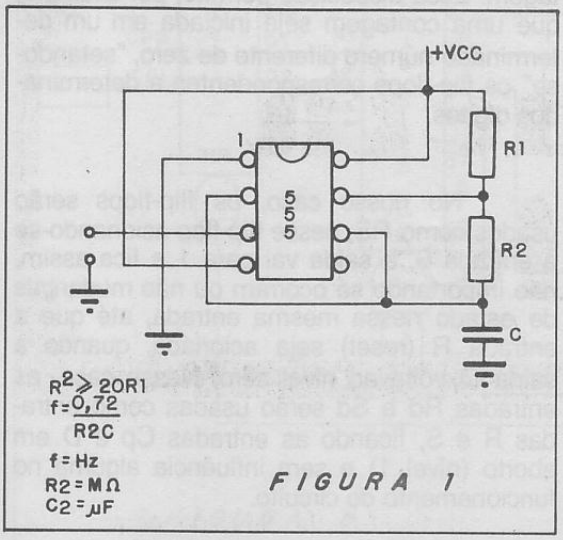


FIGURA 1

Para realizar a contagem, usamos um CI 7493 (**figura 2**) que é um contador BCD, ou seja, ele recebe os pulsos através de sua entrada de clock e as saídas Q0, 1, 2 e 3 vão mudando de estado, "escrevendo" os números binários correspondentes à contagem, de zero (0000) a quinze (1111). Este contador, na verdade, dispõe de duas entradas e clock; a entrada Cp0 e a entrada Cp1, ambas sensíveis à passagem do estado 1 para o 0 (do estado alto para o baixo), sendo que a entrada Cp0 aciona a saída Q0. Para a contagem de zero a quinze, a saída Q0 deve ser ligada à entrada Cp1, que comanda as demais saídas.

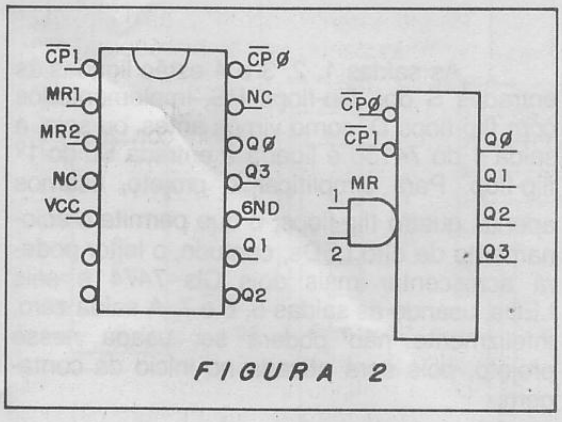


FIGURA 2

O contador é habilitado por uma porta AND, cujas entradas são designadas por MR1 e 2; estando essas entradas em nível 0, o contador é habilitado, contando normalmente os pulsos injetados em suas entradas Cp; caso as entradas sejam levadas a nível 1, imediatamente o contador é zerado, isto é, as saídas Q0, Q1, Q2 e Q3 ficam em nível baixo (zero) e a contagem só terá início quando pelo menos uma entrada for a nível 0.

A ação de seqüenciamento é conseguida através de um de-multiplexador, o 74138. Este circuito integrado, cuja pinagem e diagrama lógico ilustramos na **figura 3** tem uma entrada formada por uma porta AND com duas entradas invertidas, para os dados e três entradas de endereçamento (A1, A2 e A3) e oito saídas, de zero (0) a sete (7), ativas em nível baixo.

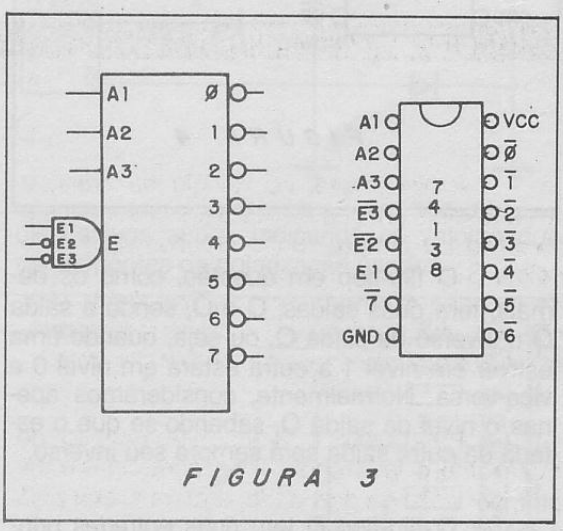


FIGURA 3

Nas entradas de endereçamento se "escreve" em binário o número correspondente à saída escolhida, assim, quando todas as entradas A estiverem em nível baixo, correspondendo a 000 (zero) em binário, a saída 0 será ativada, ou melhor, conectada à entrada E. Se as entradas E2 e E3 estiverem em nível baixo, estando a entrada E1 em nível alto, a saída 0 irá para nível baixo e vice-versa, ou seja, acompanhará as mudanças de estado da entrada E1.

Nestas condições, se ligarmos as saídas Q1, Q2 e Q3 do 7493 às entradas de endereçamento do 74138, as saídas de zero a sete serão acionadas seqüencialmente, enquanto o contador faz a contagem dos pulsos de clock, de zero a sete, retornando a zero ao receber o 8º pulso.

O acionamento dos LEDs é feito por um dispositivo lógico simples, que é o flip-flop RS. Para esse fim, foram usados CIs 7474 que contém dois flip-flops D, independentes

entre sí. Na **figura 4** ilustramos a pinagem do 7474 e o diagrama lógico de um flip-flop D.

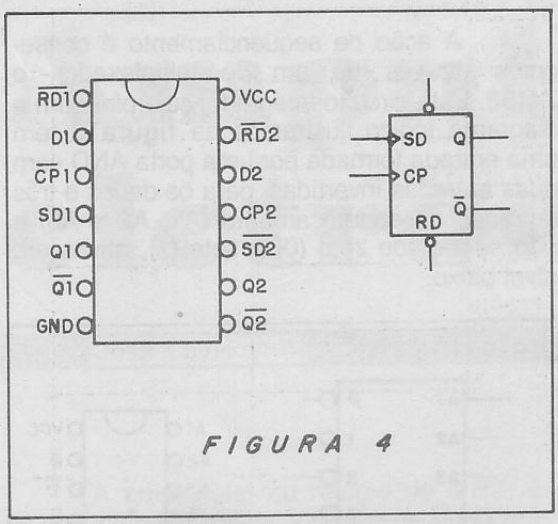


FIGURA 4

O flip-flop em questão, como os demais, tem duas saídas; Q e $\overline{Q}$, sendo a saída $\overline{Q}$ o inverso da saída Q, ou seja, quando uma estiver em nível 1 a outra estará em nível 0 e vice-versa. Normalmente, consideramos apenas o nível da saída Q, sabendo-se que o estado da outra saída será sempre seu inverso.

O flip-flop D tem duas entradas principais, a entrada D de dados e a entrada de clock. Enquanto a entrada de clock estiver em nível 1, a saída Q acompanhará as variações de estado da entrada D. Quando a entrada Cp estiver em nível 0 a saída ficará "congelada", não respondendo mais às variações da entrada D. Esse dispositivo é usado como "data-latch" (tranca de dados) especialmente em displays, sendo intercalado entre a saída de um contador BCD e os decodificadores/excitadores; durante o período em que é feita a contagem, a entrada Cp é levada a zero. Encerrada a contagem a entrada Cp é levada a 1 e aí o dado constante na entrada D é transferido à saída, ficando "congelado" aí durante a contagem seguinte, com o que os números no display não ficam "dançando" enquanto é feita a contagem.

Além das entradas supra, o flip-flop em questão dispõe de mais duas, ativas em nível 0 que são as entradas Sd e Rd, de Set e Reset, respectivamente; estas entradas permitem que o flip-flop seja previamente "armado" assumindo sua saída o estado 1, ANTES de receber qualquer dado, ou que seja zerado, possibilitando assim a iniciação de uma contagem. Essa disposição permite, por exemplo, que uma contagem seja iniciada em um determinado número diferente de zero, "setando-se" os flip-flops correspondentes a determinados dígitos.

No nosso caso, os flip-flops serão usados como RS; nesse flip-flop acionando-se a entrada S, a saída vai para 1 e fica assim, não importando se ocorram ou não mudanças de estado nessa mesma entrada, até que a entrada R (reset) seja acionada, quando a saída Q volta ao nível zero. Nesse caso, as entradas Rd e Sd serão usadas como entradas R e S, ficando as entradas Cp e D em aberto (nível 1) e sem influência alguma no funcionamento do circuito.

Na **figura 5** ilustramos o diagrama lógico do circuito em questão; como vemos, o gerador de clock é ligado à entrada Cp1 do contador e isso porque necessitamos de uma contagem de zero a sete, apenas. Caso desejássemos uma contagem de zero a dez, deveríamos ligar o clock à entrada Cp0 e a saída Q0 à entrada Cp1.

As saídas Q1, Q2 e Q3 são ligadas às entradas de endereçamento A1, A2 e A3, respectivamente, do demux 74138, sendo suas entradas de dados E2 e E3 aterradas e a entrada E1 deixada em aberto (nível 1).

As saídas 1, 2, 3 e 4 estão ligadas às entradas S dos flip-flops RS, implementados com flip-flops D, como vimos antes, ou seja, a saída 1 do 74138 é ligada à entrada Sd do 1º flip-flop. Para simplificar o projeto, usamos apenas quatro flip-flops, o que permite o acionamento de oito LEDs, contudo, o leitor poderá acrescentar mais dois CIs 7474 e seis LEDs, usando as saídas 5, 6 e 7. A saída zero, infelizmente não poderá ser usada nesse projeto, pois será ativada no início da contagem.

Os LEDs do grupo serão ligados às saídas Q dos flip-flops e os LEDs do grupo B, às saídas $\overline{Q}$, assim, teremos no grupo A o LED 1 e no B o LED $\overline{1}$. Quando o LED 1 se acender, seu inverso se apagará e vice-versa.

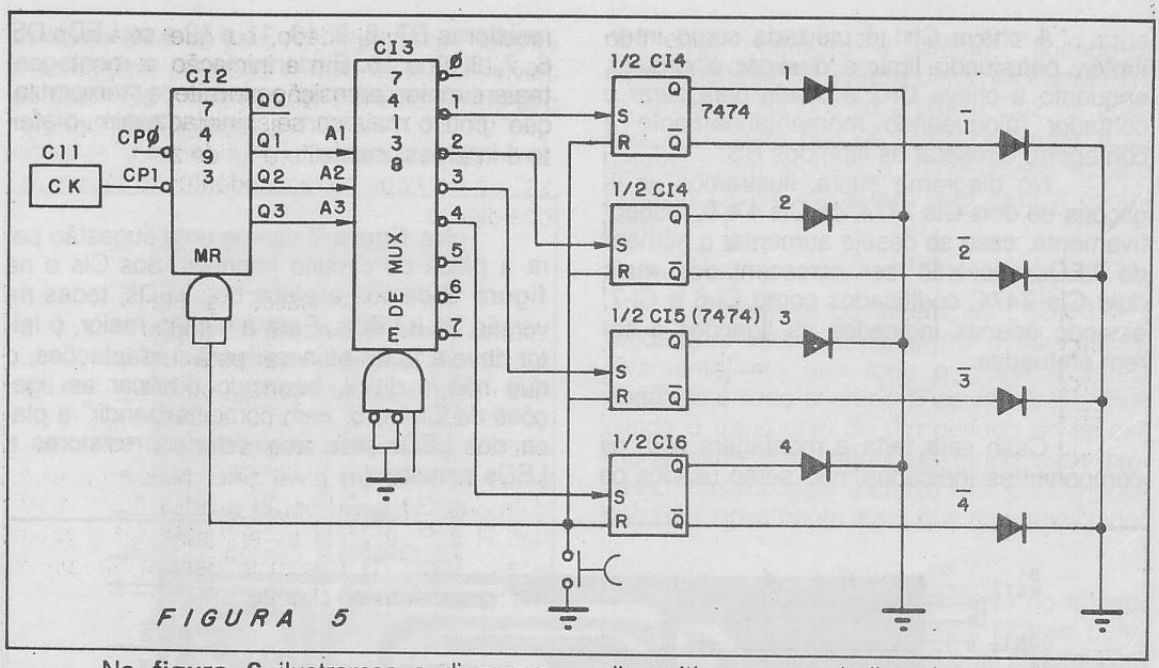


FIGURA 5

Na **figura 6** ilustramos o diagrama esquemático, com as ligações elétricas dos dispositivos supra, indicando os valores dos componentes de polarização usados.

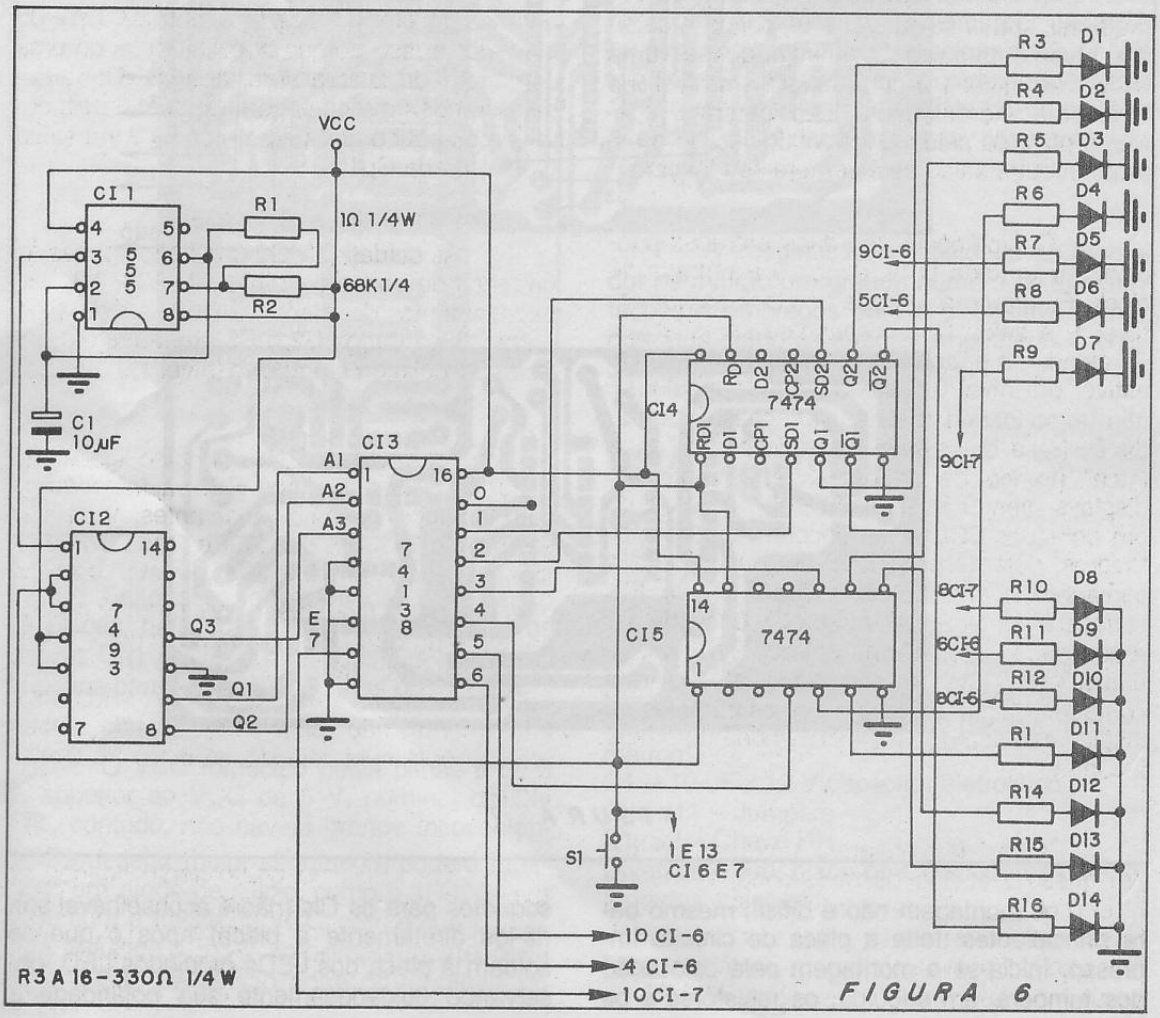


FIGURA 6

A chave Ch1 é utilizada como interruptor, permitindo ligar e desligar o circuito, enquanto a chave Ch2 é usada para zerar o contador (bloqueando momentaneamente a contagem) e resetar os flip-flops RS.

No diagrama supra, ilustramos as ligações de dois CIs 7474, os CIs 4 e 5, respectivamente; caso se deseje aumentar o número de LEDs, deverão ser acrescentados mais dois CIs 7474, codificados como CI-6 e CI-7, estando apenas indicadas as ligações a serem efetuadas.

Caso seja feita a montagem com os componentes indicados, não serão usados os resistores R7, 8, 9, 10, 11 e 12 e os LEDs D5, 6, 7, 8, 9 e 10. Evidentemente, a montagem mais simples permite períodos de "temporização" pouco mais curtos, mesmo assim, o efeito é impressionante.

Na **figura 7** damos uma sugestão para a placa de circuito impresso dos CIs e na **figura 8** damos a placa dos LEDs, todas na versão de 8 LEDs. Para a versão maior, o leitor deverá fazer as necessárias adaptações, o que não é difícil, bastando duplicar as ligações de CI-4 e 5, bem como "expandir" a placa dos LEDs para acomodar os resistores e LEDs a mais.

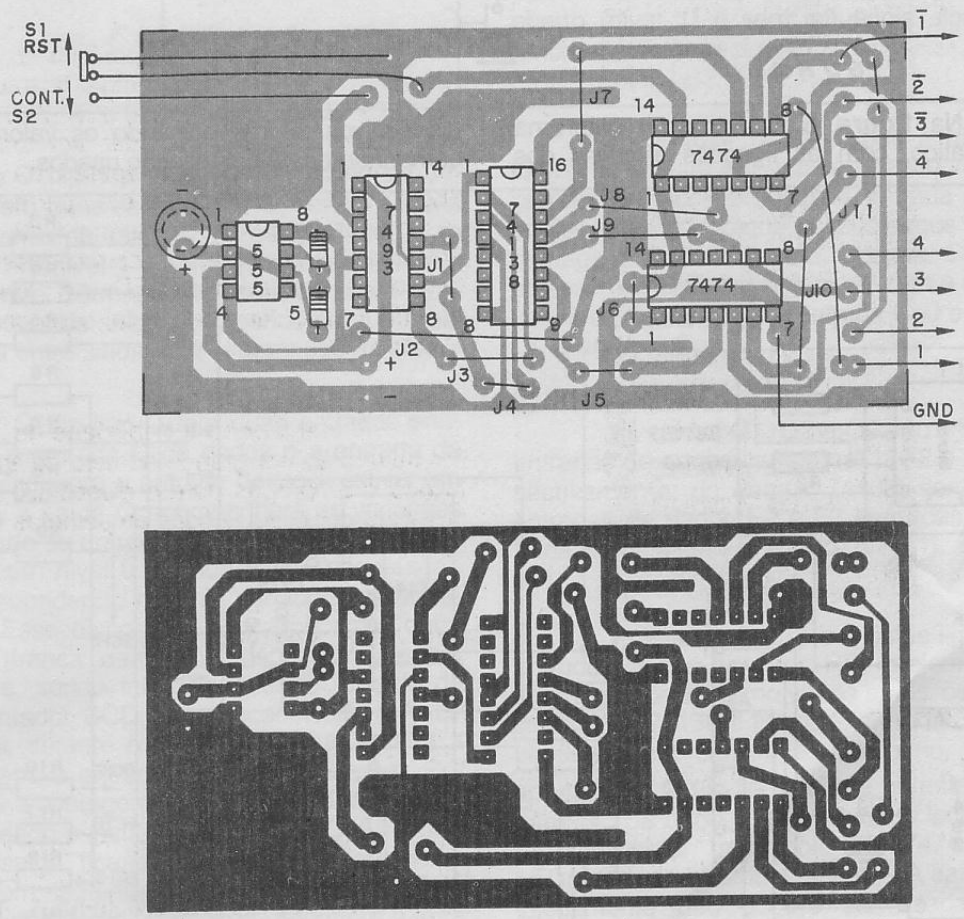


FIGURA 7

A montagem não é difícil, mesmo para principiantes; feita a placa de circuito impresso, inicia-se a montagem pela colocação dos jumpers, em seguida, os resistores e os soquetes para os CIs (não é aconselhável soldá-los diretamente à placa) após o que se soldam à placa dos LEDs os diodos LED, observando cuidadosamente sua polaridade e

tomando cuidado para não aquece-los durante a soldagem, pois são componentes sensíveis ao calor. Os LEDs usados deverão ser do tipo "grande", vermelhos.

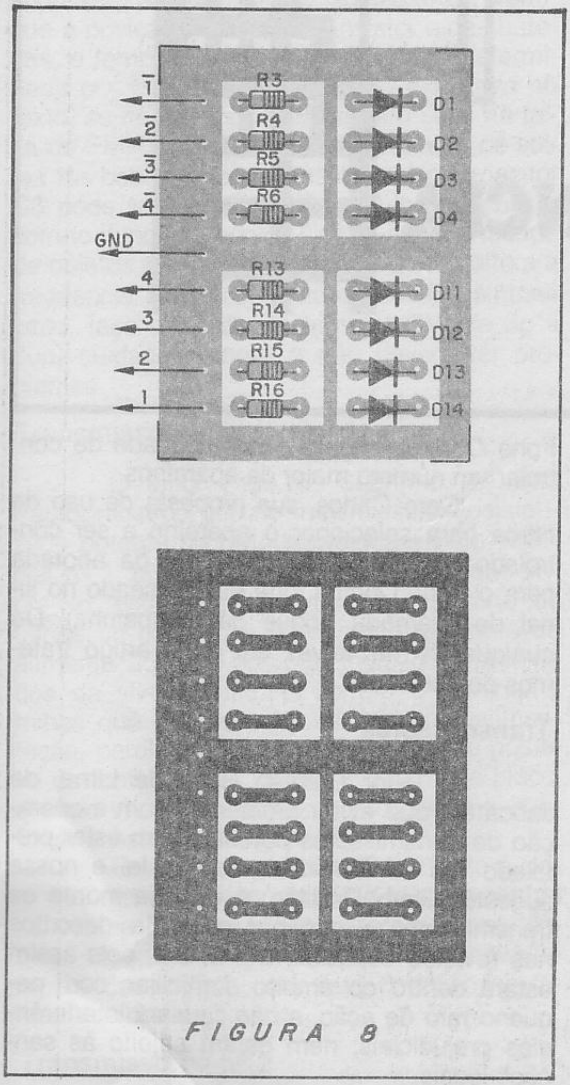


FIGURA 8

Feito isso, se faz a fiação interligando as placas, bem como se interliga por fios as chaves Ch1 e Ch2 à placa dos CIs e um porta-pilhas para 4 pilhas pequenas ou médias.

O VCC fornecido pelas pilhas é de 6 V, superior ao VCC de 5 V, nominal de CIs TTL, contudo, não haverá grande incoveniente. Se desejar maior segurança, poderá intercalar um diodo de silício, como o 1N4004 em série com a fiação de VCC, com o que o VCC será reduzido a 5,3 V aproximadamente, devido à queda de tensão entre os terminais do diodo.

A operação é simples; ligando-se Ch1, alguns LEDs se acenderão aleatoriamente, então, posiciona-se a chave Ch2 na posição RST, para que os LEDs do grupo A se acendam, em seguida, a chave deverá voltar à posição CONT, para que seja feita a contagem.

Iniciada a contagem, os LEDs 1 e 1 mudam de estado e assim por diante, sucessivamente, até que todo o grupo A esteja apagado e todo o grupo B esteja aceso, indicando o transcurso de um período de aproximadamente dez segundos. Findo esse processo, basta passar a chave Ch2 para a posição RST novamente, para que seja reiniciado.

Instalando-se o dispositivo no interior de uma caixa, em cuja tampa ficarão parecendo os LEDs (empilhados) e as chaves Ch1 e 2, pode-se usar para "dar um tempo" a competidores em um jogo, apara uma pessoa responder a uma pergunta etc., por exemplo, se faz uma pergunta e se aciona Ch2. O "entrevistado" terá o período correspondente ao tempo em que todos os LEDs do grupo B se acendem para dar a resposta, caso contrário, terá perdido.

A imaginação e habilidade do montador permitirão um grande número de apresentações e empregos para o dispositivo acima, que atua como as antigas ampulhetas medindo o eterno fluir dos segundos...

LISTA DE MATERIAL

CI1 – 555
CI2 – 7493
CI3 – 74138
CI4, CI5, CI6, CI7 – 7474
D1 a D14 – LEDs vermelhos
R1 – 1 Ohm x 1/4 W (marrom, preto, ouro)
R2 – 68 K x 1/4 W (azul, cinza, laranja)
R3 à R16 – 330 R x 1/4 W (laranja, laranja, marrom)
C1 – 10 uF x 12 V capacitor eletrolítico
J1 a J11 – Jumpers
S1, S2 – Chave HH
Diversos – Fio, placa de CI, soquetes para integrados, caixa etc.



CORRESPONDÊNCIA

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

Fone escuta

O leitor Jeferson L. Francisco, de São Paulo, montou o fone escuta descrito na revista nº 13 – especial nº 2, e apontou corretamente a falta da ligação no circuito impresso entre o resistor R9 de 180kohms e o capacitor C9 de 220 nF e o lado negativo da linha telefônica, que é o terra comum do circuito. Pedimos aos demais leitores que corrijam os seus exemplares.

Quanto à mudança nos valores dos componentes, caro Jeferson, não recomendamos alterações.

Fone control (I)

O leitor Dalton Ramos Brandão de São José dos Campos, indica alguns erros gráficos no Fone Control publicado na revista nº 11, na lista de materiais do módulo básico, onde os diodos D5 a D10 são do tipo IN4148 (e não IN4178 como impresso). Façam as correções nas suas revistas.

Quanto ao funcionamento, tanto da IFC-2 quanto da IFC-3, veja as alterações publicadas na revista nº 12 – especial nº 1.

Fone control (II)

O leitor Carlos Alberto dos Santos, de Rio Grande do Sul, também com respeito ao Fone Control, sugere a possibilidade de controlar um número maior de aparelhos.

Caro Carlos, sua proposta de uso de filtros para selecionar o aparelho a ser controlado é radicalmente diferente da adotada para o Fone Control, que está baseado no sinal de chamada (toque da campainha). De qualquer forma, talvez em outro artigo tratemos do assunto.

Transmissores

O leitor Damião Rosa de Lima, de Jaboatão, que evitar problemas com a operação de transmissores potentes sem estar prefixado em conformidade com a lei e nossa sugestão, caro Damião, é de que monte os transmissores de menor potência descritos nas revistas especiais nºs 1 e 2, pois assim estará dentro do âmbito domiciliar, com pequeno raio de ação, e não causará interferências prejudiciais, nem estará sujeito às sanções legais.

Transmissores nº 1 (I)

O leitor Antonio Francisco de Lima, de Jaboatão-PE, montou o circuito do transmissor de FM ultra-miniatura, da revista nº 12 – especial nº 1, e escreveu-nos contando algumas dificuldades no seu funcionamento.

Caro Antonio, o circuito apresentado é muito simples e, desde que você use componentes em bom estado, deverá funcionar satisfatoriamente, mesmo que seja montado sem usar a placa de circuito impresso indicada. Como é um circuito de alta freqüência, pois a faixa de FM cobre desde os 88 MHz até 108 MHz, portanto na região de VHF, todas as ligações deverão ser curtas e diretas,

além de firmes e bem soldadas.

Você não escreve detalhes sobre como realizou a montagem, mas, para tentar ajudar a encontrar a falha, procure descobrir eventuais curtos entre as trilhas do circuito impresso, procure corrigir soldas frias, verifique a posição correta do transistor e das baterias, e lembre-se que a freqüência é determinada por L1 e CV, e, conforme explicado no texto, se não for possível captar o sinal na faixa de FM, deveremos alterar o número de voltas da bobina. Da mesma forma, o capacitor C3 pode ter valores entre 3p3 e 6p8 para o correto funcionamento. Como a proximidade de objetos metálicos e da própria mão altera a freqüência de ressonância do circuito sintonizado, faça o ajuste do trimmer CV (de 3p a 30p) cuidadosamente e não deverá ter problemas.

Transmissores nº 1 (II)

O leitor Raul C. Sobrinho, de São Paulo, mostrou que no transmissor transistorizado potente de FM, da mesma revista especial nº 1, no desenho da placa de circuito impresso, estão inadvertidamente em curto as trilhas do positivo e do negativo da fonte de alimentação, bem como as indicações para os fios da alimentação. O correto é eliminar a trilhas que curto-circuita as linhas da alimentação, paralela ao resistor R7, e ligar o positivo da fonte no furo mais à esquerda da placa, quando vista pelo lado dos componentes, conforme mostrada na figura 15.

Quanto à ligação de C4, o texto é claro que deverá ser concedido à tomada central da bobina L1, para o casamento de impedâncias. O aparelho não funcionará adequadamente caso não exista esta conexão na tomada central da bobina.

Transmissores nº 2

O leitor Everlan Tardin, do Rio de Janeiro, aponta erros gráficos no desenho indicativo das posições dos componentes na placa de circuito impresso do transmissor de FM potente com transistores da revista nº 13 – especial nº 2, onde à figura 10, devemos mudar as indicações para: ao invés de C5, será C6; C6 será C7; C7 será C8. Quanto ao valor de C2, o mesmo está indicado na lista de materiais, apesar de não constar do esquema elétrico.

No mesmo circuito, o leitor Luis Carlos Souza Terra, de Minas Gerais, pede instruções para a operação.

Caro Luis, a melhor forma de obter bons resultados do transmissor é alinhando sucessivamente os estágios oscilador, amplificador e saída, nesta ordem.

Aplique os +12 volts ao estágio oscilador e certique que o sinal está sendo captado por um receptor próximo sintonizado na freqüência desejada. Ajuste CV4 para o melhor sinal.

A seguir, aplique os +12 volts ao oscilador e ao primeiro amplificador. Ajuste CV1 para o máximo sinal, o qual deverá ser bem mais forte que o do oscilador apenas.

Finalmente aplique tensão ao circuito completo com o amplificador final, ligue a antena e ajuste CV2 e CV3.

Repita os ajustes dos circuitos sintonizados para obter o máximo de eficiência e lembre-se da necessária permissão para operar transmissores potentes.

Este circuito é de fácil acerto e com componentes bons e ligações corretas, observando as polaridades e a posição dos transistores, não será difícil colocar o transmissor no ar.

VU bargraph

O leitor Marcelo J. Giotto, de Limeira, pergunta se o circuito da revista nº 7 do bargraph pode ser alimentado com 6 volts.

Caro Marcelo, como está explicado no texto, devemos ligar o pino 3 com alimentação de 9 a 12 volts.

Quanto ao capacitor C2, uma alteração no valor provocará uma mudança na velocidade de resposta, e um aumento de capacitância tornará o circuito mais lento, podendo não acompanhar os picos rápidos do sinal.

Para executar a placa de circuito impresso é preferível usar os materiais apropriados para esta finalidade e não usar componentes que não sejam os especificados.

Finalmente, a ligação do VU deve ser feita nos terminais de saída para o alto falante do seu gravador, ou na caixa acústica.

Informações e ajudas

Agradecemos ao leitor Luis Antonio A. Dionisio as sugestões enviadas de novos projetos, e também ao leitor Newton Tolentino de Sousa, que pede a divulgação de temas relacionados com acústica.

Finalmente, o leitor Moacyr Resende Filho, de Minas Gerais, solicita o esquema do videocassete JVC modelo HR 4100 AU, e, caso algum outro leitor possa ajudá-lo, poderá enviar para Rua Frei Orlando, 225, bairro São Francisco, em Pará de Minas-MG.

O COMPONENTE

µAF111 · µAF311

Comparadores de tensão – Fairchild com FET na entrada construído pelo processo planar. O µAF111 opera desde com tensão de 5 V simples até fonte simétrica de 15 + 15 V. A série µAF11 é projetada para uma larga faixa de aplicações incluindo-se a excitação de lâmpadas ou relés e a comutação de tensões até 50 volts sob correntes até 50 mA. As entradas são compatíveis com a lógica TTL.

As principais características destes integrados cujo invólucro é mostrado na **figura** 1 são:

- Corrente de polarização de entrada extremamente baixa (50 pA – max)
- Corrente de offset de entrada extremamente baixa (25 pA – max)
- Tensão entrada diferencial 30 V – 30 V
- Alimentação: desde fonte simples de 5 V até simétrica de 15 + 15 V
- Possui strobe

Os máximos absolutos para estes integrados são:

Tensão máxima entre +V e –V ..... 36 V
Tensão de saída (µAF111) ..... 50 V
(µAF311) ..... 40 V
Tensão de entrada diferencial ..... 30 V
Dissipação interna máxima ..... 500 mW

As características elétricas são:

Tensão de offset de entrada ... 0,7 mV (tip)
Corrente de offset de entrada .... 5,0 pA (tip)
Ganho de tensão ..... 200 V/mV
Tempo de resposta ..... 200 ns (tip)
Corrente de polarização de entrada 20 pA (tip)

Damos a seguir alguns aplicativos sugeridos pelo Manual Fairchild.

1) Driver de Relé com Strobe

O circuito apresentado na **figura** 2 excita um relé a partir de sinais de entrada controlados por um sinal TTL. A alimentação do integrado deve ser simétrica de acordo com o relé, e o transistor deve ter velocidade de ação suficiente para manejar os sinais TTL de controle. O diodo D1 simplesmente protege o circuito contra os pulsos de tensão que são gerados na bobina do relé durante sua comutação.

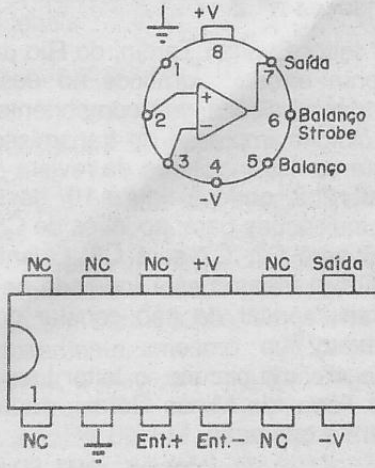


FIGURA 1

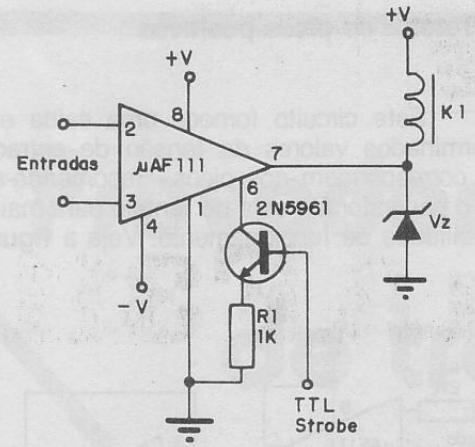


FIGURA 2

2) Detetor de passagem por zero

O circuito da **figura 3** produz uma saída quando a tensão de entrada passa pelo valor zero.

Uma das aplicações possíveis para este circuito é em controles de potência onde a comutação é feita em função da transição de cada semiciclo da tensão de alimentação.

A fonte é simétrica e temos um transistor de efeito de campo MOS de uso geral no circuito.

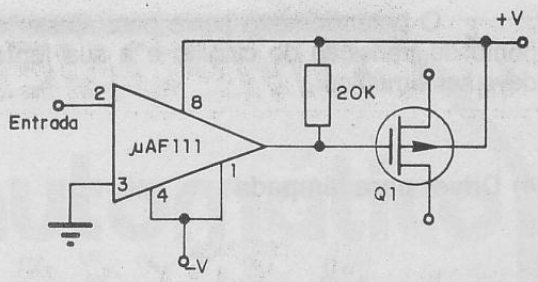


FIGURA 3

3) Detetor de passagem por zero (II)

Este circuito tem sua saída excitando diretamente uma entrada CMOS com utilização em sistemas lógicos de controle. Veja a figura 4.

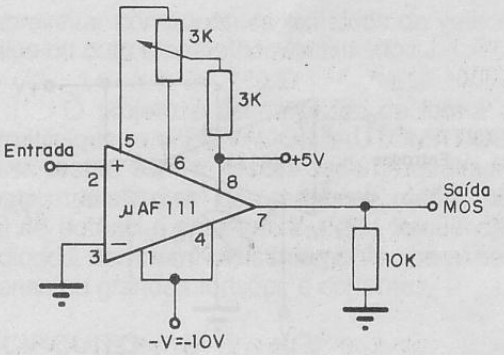


FIGURA 4

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

CURSO DE VÍDEO CASSETE EM FITA VHS

Numa produção de 100 minutos, se poderá aprender desde os conceitos em diagrama em blocos, até análise de circuitos e transcodificação.

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

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

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

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

Preço: Cz$ 3.200,00 fita + livro

Autoria: Prof. Sérgio R. Antunes.

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



O potenciômetro serve para ajustar o ponto de transição do circuito e a sua fonte deve ser simétrica.

4) Driver para lâmpada

Esta configuração excita uma lâmpada tendo como referência a tensão de terra (OV). As características de saída que determinam o tipo de lâmpada a ser usada estão na parte inicial do artigo. Veja a **figura 5**.

Observe que este circuito não utiliza nenhum elemento adicional a não ser o próprio integrado.

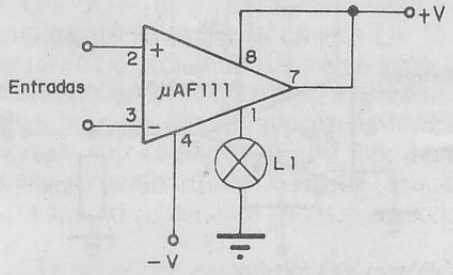


FIGURA 5

5) Comparador com driver para solenóide

Este circuito permite a excitação de um solenóide com corrente de até 1A, característica dada pelo transístor empregado. Veja a **figura 6**.

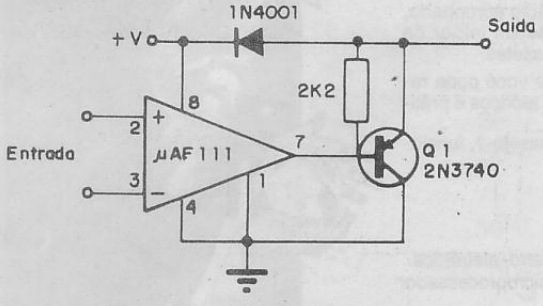


FIGURA 6

Nesta aplicação a fonte de alimentação não é simétrica.

6) Detetor de picos positivos

Este circuito fornece uma saída em determinados valores da tensão de entrada que correspondem aos picos. Recomenda-se que o capacitor C1 seja de tântalo para maior estabilidade de funcionamento. Veja a **figura 7**.

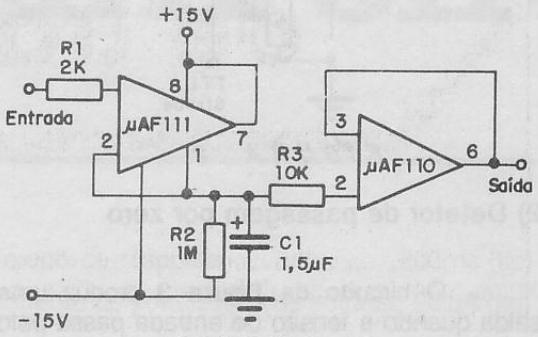


FIGURA 7

7) Acoplador óptico TTL

A saída obtida do comparador com o µAF111 é compatível TTL e a alimentação do sistema é feita com uma tensão de 5 V.

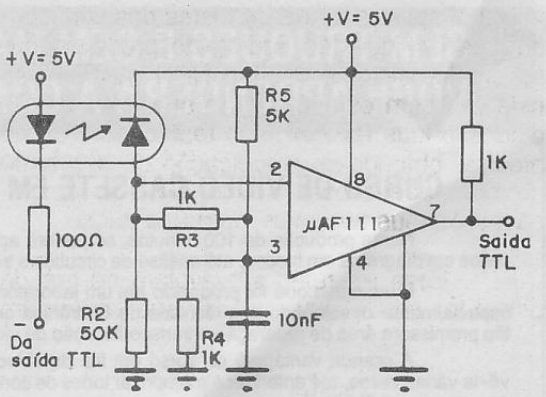


FIGURA 8

O acoplador óptico sugerido é o FCD820 mas equivalentes devem funcionar satisfatoriamente.

Provador automático de transístores

Aldoberto Lopes

Esse aparelho vem suprir as dificuldades com que se defronta um hobbysta quando precisa determinar se um transístor, diodo ou led encontra-se em bom estado, sem no entanto possuir um multímetro ou um equipamento profissional para testes, que normalmente são muito caros.

Depois do multímetro, o provador de transístores, diodos e leds é provavelmente o mais importante aparelho de bancada.

A montagem é simples e barata, no entanto, seu desempenho é comparável a um caro equipamento de bancada, realizando de forma simples e direta os testes dos semicondutores em questão, indicando precisamente se um transístor é do tipo NPN ou PNP, se está em bom estado, aberto ou em curto. Os diodos e leds também são testados de forma precisa, obtendo-se a indicação do seu estado: bom, aberto ou em curto, além da identificação de seus terminais, catodo e anodo.

Esse aparelho se revelará de grande utilidade, principalmente aos que costumam reaproveitar componentes extraídos de velhos rádios ou outros aparelhos inutilizados.

O projeto é desenvolvido de forma a permitir que o PROVADOR AUTOMÁTICO possa testar, sem a necessidade de qualquer ajuste, transístores de pequena, média ou grande potência, para baixa e alta freqüência e diodos, também indistintamente, para pequenas ou grandes tensões e correntes.

O CIRCUITO

Apresentado na **figura 1**, o diagrama elétrico do PROVADOR AUTOMÁTICO nos revela a simplicidade do projeto, que utiliza poucos componentes e todos rotineiros em nossa revista.

Em síntese, o circuito trata-se de um multivibrador astável já bem conhecido dos leitores que nos acompanham.

De acordo com o funcionamento do multivibrador, sempre teremos os transístores Q1 e Q2 em estados opostos, ou seja, quando

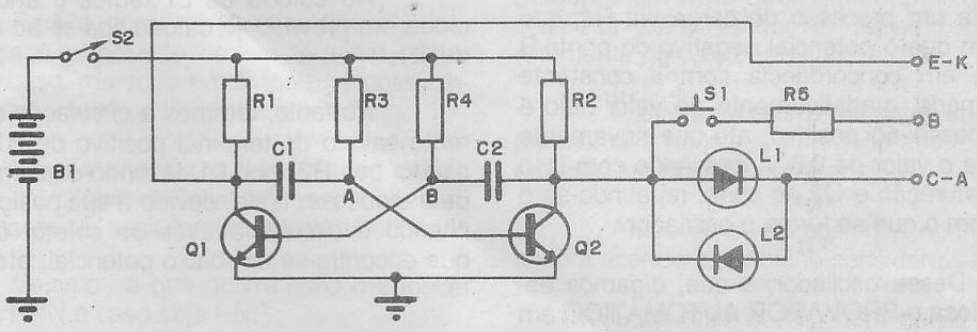


FIGURA 1

um estiver na saturação, o outro estará no corte, e vice-versa.

Supondo inicialmente Q1 no estado de saturação, Q2 estará no corte.

A saturação de Q1 fixa um potencial muito baixo entre seu coletor e emissor (cerca de 0,3 V) e, estando inicialmente C1 descarregado, o potencial do ponto A é insuficiente para vencer a barreira de potencial da junção base-emissor de Q2, portanto, Q2 realmente encontra-se em estado de corte.

Através do resistor R3, o capacitor C1 começa a se carregar, no sentido de aumentar o potencial do ponto A.

Tão logo o ponto A chegue a um potencial de cerca de 0,6 V, a barreira de potencial da junção base-emissor de Q2 é vencida e Q2 passa do corte para a saturação.

A saturação de Q2 fixa também um potencial de cerca de 0,3 V entre seu coletor e emissor e, estando inicialmente C2 com carga no sentido de lhe determinar por polaridade positiva o seu terminal ligado ao coletor de Q2, devido à condução de base de Q1, que forçou essa carga através de R2, esse estado de saturação de Q2 leva o ponto B a um potencial negativo, que faz com que Q1 passe ao estado de corte.

Do mesmo modo que C2 adquiriu um potencial de forma a ficar com polaridade positiva o seu terminal ligado ao coletor de Q2, C1 também assume por carga um potencial que lhe atribui por terminal positivo o conectado ao coletor de Q1.

Essa carga de C1 é devido à condução da junção base–emissor de Q2 e se processa através do resistor R1.

Com a saturação de Q2, o capacitor C2 inicia um processo de carga via R4, que fará com que o potencial negativo do ponto B chegue, em concordância com a constante RC formada, gradativamente ao valor nulo e desse, passe ao positivo, até que novamente se atinja o valor de 0,6 V, passando com isso Q1 à saturação e Q2 ao corte, repetindo-se o ciclo, com o que se forma o oscilador.

Desse oscilador, o que, digamos assim, coloca o PROVADOR AUTOMÁTICO em funcionamento, são os potenciais de coletor dos transístores Q1 e Q2, juntamente com a importante característica de se alternarem, ou seja, quando no coletor de Q1 o potencial é baixo, no coletor de Q2 o potencial é alto, e vice-versa.

Os terminais de teste do PROVADOR AUTOMÁTICO formam-se a partir desses coletores.

Do coletor de Q1 é "puxado" um terminal onde demarca-se *E-K* (*E* de emissor e *K* para catodo).

No coletor de Q2 encontra-se ligados em paralelo e em oposição de polaridade dois leds, sendo um deles verde e o outro vermelho, onde o outro terminal da associação é marcado por *C-A* (*C* de coletor e *A* para anodo).

Ainda do coletor de Q2, sai um interruptor de pressão em série com o resistor R5, cujo terminal livre marca-se por *B* (*B* de base).

Para entender o porque dessas marcações, nada mais fácil do que exemplificar o uso das mesmas.

Começaremos pelo mais simples, o teste de um diodo comum.

Seguindo as marcações dos terminais, para testar esse diodo devemos ligá-lo de forma a coincidir o seu catodo com o terminal demarcado por *K* e o seu anodo com o terminal marcado por *A*.

Supondo um determinado instante em que o coletor de Q2 encontre-se em potencial alto e, conseqüentemente, Q1 em potencial baixo (próximo de terra ± 0,3 V), o que teremos é o led L1 (verde) em condição de conduzir (potencial maior no anodo) o que já não ocorre com L2 nesse instante.

Ao catodo de L1 temos o anodo do diodo em prova, cujo catodo liga-se ao coletor de Q1.

Portanto, teremos a circulação de corrente saindo do terminal positivo de B1, passando por R2, por L1 fazendo-o acender, e pelo diodo em teste, devido à sua posição, fechando o circuito através do coletor de Q1, que encontra-se em baixo potencial, até o terra.

Isso, logicamente, acontecerá no ins-

tante em que o coletor de Q2 estiver em potencial alto e Q1 em potencial baixo, mas, por tratar-se de um oscilador, também teremos o estado inverso, quando Q2 estará em potencial baixo e Q1 em potencial alto.

Como a freqüência desse oscilador é alta, comparada à de resposta da nossa visão, iremos enxergar o led L1 aceso permanentemente, no entanto, na realidade ele estará "piscando" rapidamente, sem que no entanto percebamos.

Nesse estado inverso não teremos a circulação de corrente pois o diodo em teste irá encontrar-se com o catodo em maior potencial, o que o mantém em estado de não condução devido à polarização reversa, e é quando L1 se apaga.

Essa circulação de corrente apenas existirá caso o diodo esteja em curto, quando então ambos os leds irão acender, uma vez que o diodo em teste não mais fixará um sentido único de percurso para corrente.

Por isso que se justifica o uso de um oscilador para o teste do componente, uma vez que, de acordo com o(s) led(s) aceso(s) é que definiremos o seu estado.

Caso nenhum dos leds acendesse poderíamos concluir que o diodo estaria aberto, uma vez que ambos os leds apagados representaria a não circulação de corrente elétrica.

Se apenas o led vermelho acendesse, em vez do verde, concluiríamos que os terminais do diodo em teste não estariam coincidindo com a demarcação dos terminais de prova, ou seja, o anodo do diodo estaria ligado no terminal marcado por *K* e o catodo no terminal marcado por *A*.

Para o teste de transístores, a única diferença é a inclusão de um terminal destinado à base, marcado por *B*, que irá polarizar convenientemente o transístor em teste.

Vamos analisar o teste de um determinado transístor do qual só se conhece a identificação de seus terminais.

Vejamos o que ocorre caso o transístor seja NPN e caso seja PNP.

Se for um transístor PNP, assim que o interruptor de pressão for pressionado, quando o coletor de Q1 encontrar-se em potencial alto, haverá uma corrente no sentido emissor–base, uma vez que o coletor de Q2 estará em potencial baixo.

Com essa corrente, o transístor entra em condução, circulando uma corrente entre emissor e coletor, que passa pelo led diretamente polarizado L2, que então acende indicando o bom estado do transístor e o seu tipo: PNP.

Caso o led acenda com brilho reduzido, ou não acenda, o transístor estará com ganho reduzido ou aberto, podendo ser considerado inutilizado.

Se os dois leds acenderem, o transístor estará certamente em curto.

Se for um transístor NPN, assim que o interruptor de pressão for pressionado, quando o coletor de Q2 encontrar-se em potencial alto, haverá uma corrente no sentido base–emissor, uma vez que o coletor de Q1 estará em potencial baixo.

Com essa corrente, o transístor entra em condução, circulando uma corrente entre coletor e emissor, que passa pelo led diretamente polarizado L1, que então acende indicando o bom estado do transístor e o seu tipo: NPN.

Do mesmo modo que no teste de transístor PNP, caso o led acenda com brilho reduzido ou não acenda, o transístor estará com ganho de corrente reduzido ou aberto, podendo ser considerado inutilizado.

Se os dois leds acenderem, o transístor estará em curto.

A essa altura o leitor deve estar se perguntando: Para que o interruptor de pressão? Por quê o resistor R5 não está ligado diretamente no coletor de Q2?

Esse interruptor é útil para verificar se realmente o transístor foi ligado aos terminais de teste em posição correta.

Antes do seu pressionar, nenhum led deverá acender com brilho considerável.

Caso isso ocorra, certamente a ligação dos terminais do transístor não coincide com a demarcada nos terminais de teste.

O PROVADOR AUTOMÁTICO pode também ser utilizado para o teste de continuidade.

Para essa aplicação, os terminais de teste utilizados são os mesmos utilizados para o teste de diodos.

Podemos então, verificar se uma fiação de circuito impresso está em bom estado de condução ou se está em aberto, se um cabo de alimentação está "quebrado" ou se conduz perfeitamente, se uma lâmpada está queimada ou em bom estado, enfim, saber se passa ou não corrente elétrica entre dois determinados pontos.

No caso afirmativo de condução de corrente elétrica, a indicação deve ser idêntica ao caso em que o diodo em teste estava em curto, ou seja, ambos os leds devem acender.

Para facilitar o uso do PROVADOR AUTOMÁTICO, a **tabela 1** esquematiza as indicações que se obtém com o uso do aparelho em todas suas funções.

Sua alimentação pode situar-se na faixa de 6 a 9 Volts.

Para a montagem, a **figura 2** nos apresenta uma possível placa de circuito impresso.

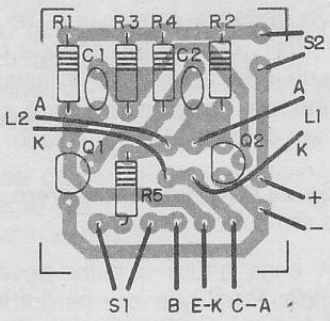
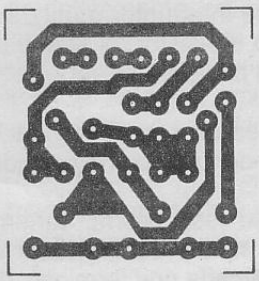


FIGURA 2



Teste de leds e diodos

APENAS LED VERDE ACESO: diodo ou led bom; polaridade correntemente identificada com a marcação dos terminais de teste.

APENAS LED VERMELHO ACESO: diodo ou led bom; polaridade invertida: o catodo está ligado ao terminal *A* e o anodo no terminal *K*.

NENHUM LED ACESO: diodo ou led aberto – inutilizado.

AMBOS OS LEDS ACESOS: diodo em curto – inutilizado.

Teste de transistores

APENAS LED VERDE ACESO: transístor bom; tipo NPN.

APENAS LED VERMELHO ACESO: transístor bom; tipo PNP.

NENHUM LED ACESO: transístor aberto ou com ganho muito baixo – inutilizado.

AMBOS OS LEDS ACESOS: transístor em curto – inutilizado.

Prova de continuidade

NENHUM LED ACESO: estado de não condução ou alta resistência.

AMBOS OS LEDS ACESOS: estado de condução de corrente.

LISTA DE MATERIAL

Q1, Q2 – BC548
C1, C2 – 100 KpF
R1, R2 – 1 K (marrom, preto, vermelho)
R3, R4 – 47 K (amarelo, violeta, laranja)
R5 – 10 K (marrom, preto, laranja)
L1 – led verde comum
L2 – led vermelho comum
S1 – interruptor de pressão N.A.
S2 – chave L/D
B1 – Conjunto de pilhas ou bateria de 9 V, ou então fonte de alimentação.
Diversos: garras jacaré miniatura para os terminais de teste, material para confecção de circuito impresso, caixa etc.

Descobrindo o oscilador

Josir Cavalcanti

3 – O OSCILADOR COLPITTS

O oscilador Colpitts, junto com o Hartley, são os circuitos mais clássicos de oscilador LC, figura obrigatória nos cursos de Eletrônica e Rádio e nos livros-técnicos, muito embora, em ambos os casos, seus estudo seja bastante superficial.

Na **figura 1**, ilustramos o diagrama esquemático do circuito original do oscilador Colpitts; como podemos observar, o circuito-tanque é formado pela bobina L1 sintonizada não por um capacitor, mas, por dois capacitores em série, sendo que um dos terminais da bobina é ligado à massa e o outro à grade de controle da válvula osciladora.

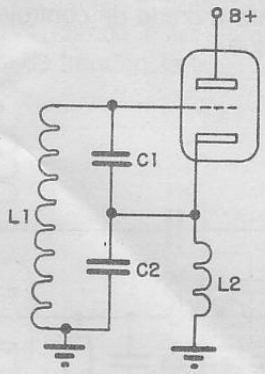


FIGURA 1

O catodo é ligado à massa através de um choque de RF e é conectado à junção dos capacitores C1 e C2, que formam um DIVISOR CAPACITIVO.

Antes de analisarmos o funcionamento do oscilador propriamente dito, será interessante recordarmos o funcionamento dos divisores capacitivos, que ilustramos na **figura 2.**

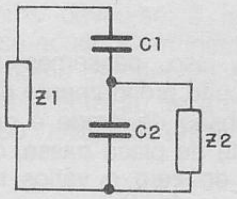


FIGURA 2

Basicamente, o divisor capacitivo se comporta, em CA, com um divisor resistivo em CC; podemos considerar suas reatâncias capacitivas como se fossem dois resistores em série, porém, como sabemos, em uma associação de capacitores em série, a capacitância equivalente, Ceq, é menor que a menor das capacitâncias da associação, assim, se no circuito da figura 2 C1 tiver uma capacitância muito menor que C2, a impedância DA ASSOCIAÇÃO será aproximadamente igual à reatância capacitiva de C1.

Neste mesmo circuito, ligamos a impedância Z1 entre os terminais do circuito C1/C2 em série e a impedância Z2 entre os terminais de C2; supondo-se que Z1 seja a saída de um gerador de CA, se XC1 for aproximadamente igual a Z1, segue-se que ocorrerá um casamento de impedâncias perfeito e o dispositivo receberá praticamente toda a energia entregue por Z1, sendo que essa CA circulará por C1 e C2.

Ora, em paralelo com C2, encontramos Z2, a impedância de entrada de uma carga, que receberá a energia entregue por Z1; se Z2 igualar a reatância capacitiva de C2,

as tensões desenvolvidas entre os terminais de C2, devido à sua reatância, se aplicarão entre os terminais de Z2, que receberá, assim, a energia entregue por Z1.

Desta forma, se a relação C1/C2 for igual à relação Z1/Z2, através do divisor capacitivo, se acoplarão as impedâncias Z1 e Z2 de forma bastante simples e econômica.

O objetivo do emprego do divisor capacitivo nesse circuito é bastante evidente; a impedância do catodo da válvula é baixa, aproximadamente a impedância de entrada de um circuito grade à massa (equivalente à configuração base à massa), de modo que se ligássemos diretamente o catodo à grade através de um capacitor, o circuito-tanque ficaria demasiadamente amortecido, porém, graças à relação C1/C2, se consegue acoplar o catodo ao circuito-tanque, evitando que este seja amortecido.

Visto isso, passemos ao funcionamento do circuito propriamente dito; ao ligar o circuito, a tensão de grade é nula de modo que a corrente de placa passa, quase instantaneamente, do zero a vários mili-Ampères; essa súbita variação da corrente encontra em L2 uma reatância indutiva elevada e aparece uma tensão entre os terminais de L2, tensão essa que irá carregar C1 e C2.

Como é fácil se perceber, C1 se carregará através de L1 e, logo, o terminal de C1 ligado à grade de controle se tornará tão negativo que a grade alcançará a tensão do corte, fazendo cessar a circulação da corrente de placa, com o que a tensão em L2 será nula e começará a descarga dos capacitores C1 e C2.

Como a reatância capacitiva de L2 é muito mais alta que a de L1, os capacitores se descarregarão através de L1 e assim, a constante L1/Ceq C1/C2 é que determinará os períodos de corte e condução da válvula osciladora, tal como no oscilador Hartley.

Na **figura 3** ilustramos o diagrama esquemático da versão transistorizada desse mesmo circuito; o capacitor C3 tem como finalidade isolar o potencial CC de polarização de base do circuito-tanque e deve ser dimensionado de tal modo que sua reatância capacitiva, na freqüência nominal de oscilação, seja igual a 1/10 do hie do transístor oscilador, somado ao produto do hfe pela reatância indutiva de L3, o que dá a impedância de entrada do transístor.

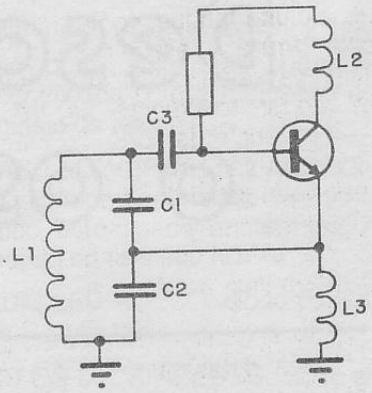


FIGURA 3

L3 deve ter reatância indutiva, na freqüência de ressonância, pelo menos, dez vezes a reatância de L1 e L2 atua como carga do coletor; sua reatância indutiva dependerá da amplitude do sinal na saída e da variação de IC prevista, isso porque o circuito pode operar em classe A, ou seja, a corrente de coletor não se anula no semiciclo em que a base fica inversamente polarizada.

A partir do circuito original que descrevemos acima, se desenvolveu outro, que ilustramos na **figura 4**, o qual se tornou bastante popular. Neste circuito, como podemos observar, tanto o catodo da válvula osciladora como a junção do divisor capacitivo estão aterrados e a realimentação passou a ser feita da placa para a grade de controle, através do circuito-tanque.

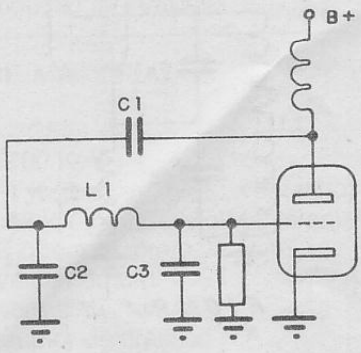


FIGURA 4

Como sabemos, a tensão de placa é defasada de 180° em relação à tensão grade, assim, se aplicarmos diretamente o sinal da placa na grade de controle, aplicaremos uma taxa de realimentação negativa ao circuito,

que tende a reduzir o ganho, ou seja, impede que o circuito entre em oscilação.

O circuito tanque, como podemos observar pela **figura 4**, assume a configuração de um filtro passa-baixas em Pi; este circuito além de aterrar totalmente as freqüências acima da freqüência de corte, também serve, em muitos casos, como circuito de acoplamento (net-work) casando uma impedância alta com outra mais baixa, sendo utilizado, por exemplo, na saída de transmissores, para acoplar a etapa final à antena.

Como sabemos, os elementos reativos introduzem defasagens na CA que por eles circula, assim, um circuito LC em Pi ou em L introduz uma defasagem de 180° (a soma das defasagens de 90° introduzidas pelo indutor e pelo capacitor), desta forma, aplicando-se o sinal da placa no circuito-tanque, ele sofre uma defasagem de 180° e a realimentação, de negativa, passa a ser positiva, fazendo com que a válvula entre em oscilação.

A defasagem de 180° só se dá na freqüência de ressonância do circuito de modo que a válvula oscilará apenas na freqüência determinada pelo produto LC de L1 e a Ceq dos capacitores C2 e C3.

Na **figura 5** ilustramos o diagrama esquemático de um circuito desses, dotado de circuito sintonizado na placa, que atua como oscilador e dobrador de freqüencias; a freqüência de oscilação é determinada por L1, C2, C3 e CV1, sendo este último específico para o ajuste de freqüência.

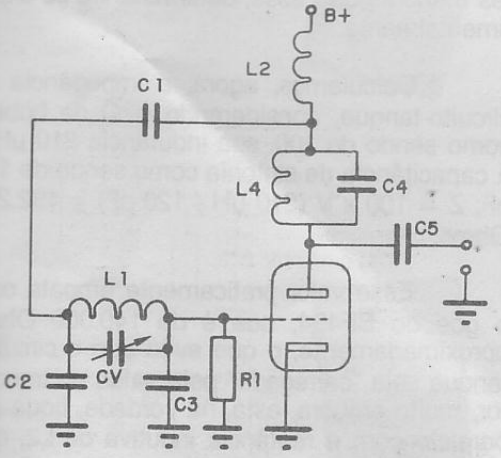


FIGURA 5

O circuito-tanque formado por L4/C4 é sintonizado na 2ª ou 3ª harmônica da freqüência de oscilação sendo o sinal correspondente aplicado aos circuitos subseqüentes através de C5. O choque L2 atua como carga para o oscilador, sendo C1 o capacitor através *do qual é aplicada a realimentação.*

Dimensionando-se o circuito-tanque para oscilar em 1 MHz, por exemplo, pode-se obter sinal de 2 ou 3 MHz na saída.

Na **figura 6**, ilustramos o diagrama esquemático da versão transistorizada desse mesmo circuito que, como dissemos, se tornou relativamente popular, a despeito da deficiência básica da dificuldade no ajuste da freqüência de operação, contudo, um oscilador desses chegou a ser utilizado como oscilador local de um receptor de AM para a faixa de ondas médias, em montagem experimental descrita em artigo de uma revista técnica, há cerca de quinze anos atrás. A opção pelo oscilador Colpitts deveu-se à facilidade com que, então, se adquiria um indutor comercializado sob o nome de "Superantena", que era utilizado para adaptação de antena embutida nos receptores valvulados então em serviço.

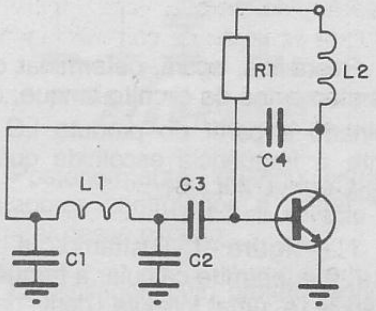


FIGURA 6

O projeto de um oscilador como o da **figura 6** iniciar-se-ia por considerações quanto à amplitude do sinal na saída que permitiria a fixação do valor de VCC, imposição da corrente quiescente e a escolha do transístor oscilador. Para abreviar a explanação, imporemos para VCC o valor de 6 V, que é comum em circuitos transistorizados e IC quiescente de 1 mA para o transístor, valor esse bastante conveniente, em se tratando de transístores de pequenos sinais.

Nestas condições, um grande número de transístores poderia ser utilizado, porém, optaremos pelo BF494, que é um transístor de RF de fácil aquisição. Imporemos para a freqüência de operação o valor de 1 MHz.

Escolhido o valor da corrente quies-

cente, resta-nos, agora, calcular a polarização de base, ou seja, calcular o valor de R1 da **figura 6**. Para tanto, necessitamos determinar qual a tensão que deverá ser derrubada por R1 e qual a corrente que circulará por esse resistor, no caso, a corrente de base do transístor.

Consultando o manual de características, verificamos que podemos adotar para hFE (ganho de corrente estático) o valor de 100, para IC = 1 mA, assim, determinaremos IB dividindo IC por hFE; 1 ma ÷ 100 = 0,01 mA ou 10µA. Como a queda de tensão em R1 é igual à diferença entre VCC e VBE de 0,6 V, segue-se que a tensão em R1 será de 5,4 V (6 – 0,6) e, portanto, sua resistência será de 5,4 V ÷ 0,01 mA = 540 K OHms, que podemos arredondar para 560 K.

O capacitor C3 deverá ter valor tal que sua reatância seja igual a 1/10 do hie do transístor, a 1 MHz; consultando o manual, verificamos que o hie do BF494, para IC = 1 mA, é de 2.500 Ohms, assim XC = 250 Ohms, a 1 MHz, que dá uma capacitância de cerca de 600 pF; usaremos um capacitor de 560 pF.

Resta-nos, agora, determinar os valores dos elementos do circuito-tanque, o que é determinado a partir do produto LC correspondente à freqüência escolhida que, como dissemos acima, é 1 MHz.

Na **figura 7** ilustramos a fórmula "macete" que permite calcular a freqüência de ressonância e uma fórmula, derivada desta, que permite calcular o produto LC a partir da freqüência. Substituindo os símbolos pelos valores determinados em nosso exemplo, chegamos à conclusão de que o produto LC deverá ser igual a 25.281.

$$f = \frac{159}{\sqrt{LC}} \qquad \frac{159^2}{f} = LC$$

FIGURA 7

A rigor, deveríamos, nesta altura, verificar o Q necessário e calcular a relação L/C necessária para obter esse valor de Q e, assim, determinar os valores de L e C mais convenientes, ou seja, que simultaneamente satisfizessem as duas equações, a que dá a freqüência e a que dá a impedância pedida e, conseqüentemente, o Q determinado, contudo, para simplificar as coisas, imporemos para L o valor de 210 µH, valor bastante comum para bobinas de OM, com um Q aproximado de 100.

Dividindo-se o produto LC supra, por 210 µH, obtemos um valor de capacitância de 120 pF, sendo esta a Ceq de C1 e C2 em série.

Como dissemos antes, se um dos capacitores tiver uma capacitância maior que a do outro, a Ceq será praticamente definida pela capacitância do menor, assim, poderemos dar a C2 o valor de 120 pF e fazer C1 muito maior do que C2, a questão é saber o QUANTO maior, ou seja, qual será a relação C1/C2 mais adequada.

Na **figura 8**, ilustramos uma fórmula "científica" que permite calcular a relação C1/C2 levando em conta os diversos parâmetros do transístor, sendo que o hfe, podemos considerar como sendo igual ao hFE (que é dado diretamente pelo manual) e o hie obtemos diretamente do manual. Mediante uma série de operações complicadas, podemos calcular os valores do hre e do hoe, já que o manual fornece o yre e o goe do BF494, contudo, poderemos "macetear" o cálculo fazendo com que C1/C2 = hfe.

$$\frac{C1}{C2} = \frac{hfe}{hie.hoe - hre.hfe}$$

FIGURA 8

Como o hfe do transístor demos como sendo igual a 100, segue-se que C1 deverá ter um valor igual a 100 vezes o valor de C2, assim, 120 x 100 = 12.000 ou seja, C1 deverá ter 12 KpF. Na verdade, podemos utilizar valores menores que esse, determinando-os experimentalmente.

Calculemos, agora, a impedância do circuito-tanque, considerando o Q da bobina como sendo de 100, sua indutância 210 µH e a capacitância de sintonia como sendo de 120 pF; Z = 100 x V (210 µH ÷ 120 pF) = 132.290 Ohms.

Esse valor praticamente empata com o goe do BF494, que é de 140.000 Ohms aproximadamente, o que evita que o circuito-tanque seja "carregado" pela saída do transístor, muito embora, esta, na verdade, fique em paralelo com a reatância indutiva de L2, que ainda não foi calculada.

Prevendo-se uma operação em classe A, que garante um sinal com o mínimo de dis-

torção, sendo o VCC de 6 V, a tensão de pico não poderá superar os 2,8 V; como IC é de 1 mA, poderemos impor uma variação de IC máxima de 0,8 mA, garantindo, assim, um IC mínimo de 0,2 mA no semiciclo negativo do sinal na base, assim, para determinar o valor de L2, em primeiro lugar, dividiremos os 2,8 V por 0,8 mA e obteremos XL = 3.500 Ohms, como XL = 2 x 3,1416 x f x L, podemos escrever: 3.500 = 6,2832 x 1.000.000 x L e, então: L = 3.500 ÷ 6.283.200 que dá 0,000.557 H ou 557 µH. Poderemos, no entanto, substituir L2 por um resistor de 3K3, o que diminui o volume e custo da montagem.

Resta-nos calcular C4, cujo valor será tal que sua reatância capacitiva, a 1 MHz (freqüência de operação) seja de 330 Ohms (1/10 de RC). Isso dá 482 pF aproximadamente, o que podemos arredondar, sem riscos, para 1 KpF.

Atualmente, os osciladores Colpitts aparecem mais como figura de estudo, sendo pouco utilizados na prática, contudo, na **figura 9** ilustramos uma versão do oscilador Colpitts em que o indutor foi substituído por um cristal de quartzo, e que é utilizada em equipamento de comunicações.

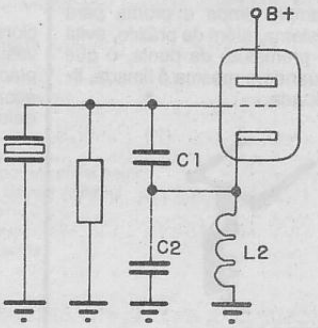


FIGURA 9

Posteriormente, quando estudarmos os osciladores controlados a cristal, voltaremos a tratar desse circuito.

O oscilador, cujo projeto teórico descrevemos acima, foi montado em laboratório, tendo funcionado satisfatoriamente; queremos ressaltar que em todo o projeto, após a elaboração dos cálculos teóricos, é feita a montagem experimental de protótipos, ocasião na qual se verifica o desempenho e são alterados os valores de alguns componentes, com o objetivo de se alcançar um rendimento ótimo.

No que toca à estabilidade da freqüência de operação, tal como sucede em todos os osciladores LC, dependerá das constantes do indutor e dos capacitores utilizados.

Embora esse circuito tenha sido, originalmente, desenvolvido para a faixa de HF, poderá, eventualmente, funcionar satisfatoriamente na faixa de VHF. Evidentemente, os valores de L e C deverão ser adequados à faixa.

MULTÍMETROS MARCA ICEL



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

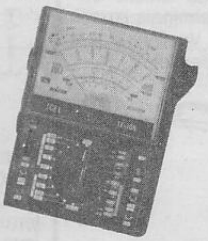
IK-25
SENSIBILIDADE: 20/10
Vac: 0; 15; 60; 150; 600; 1200
Vdc: 0; 0; 6; 3; 16; 60; 300; 600; 1200
A: 60 uA; (0,3 mA; 30 mA; 300 mA)
Ohms: 0-2,0 m Ohms (x1; x10; x100; x1000)





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

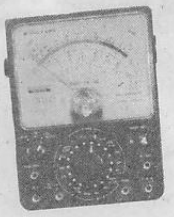
IK-105
SENSIBILIDADE:30/15
Vac: 0; 12; 30; 120; 300; 1200
Vdc:0; 600 m; 3; 15; 60; 300; 1200
A: 30 u; 6 m; 60 m; 600 m; 12 A
Ohms: 0-16M Ohms (x1; x10; x100; x1000)
Obs.: Mede LI e LV





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

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



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