Nº 14 Cz$ [illegible]

ELÉCTRON

RÁDIO • TELEVISÃO • ELETRÔNICA GERAL

Misturador estéreo rotativo

HARDWARE



- RECEPÇÃO EM SSB
- ANTENAS E PROPAGAÇÃO
- FONTE AUTOMÁTICA 110-220 V
- TAPE TESTER PARA GRAVADORES
- TESTES BÁSICOS NO APPLE - 8 BITS
- NOVA GERAÇÃO DE VÍDEO CASSETES DA JVC
- SAÍDA R-G-B DO TV COLORIDO TRANSISTORIZADO

E MAIS...

Para Ahamira, Boa Vista, Macapá, Manaus, Rio Branco, Santarém Cz$ 130,00

ELÉCTRON

RÁDIO • TELEVISÃO • ELETRÔNICA GERAL

EDITOR

Savério Fittipaldi

REDAÇÃO

Maria Sílvia Pires

RELAÇÕES PÚBLICAS

Waldomiro Recchi

PRODUÇÃO

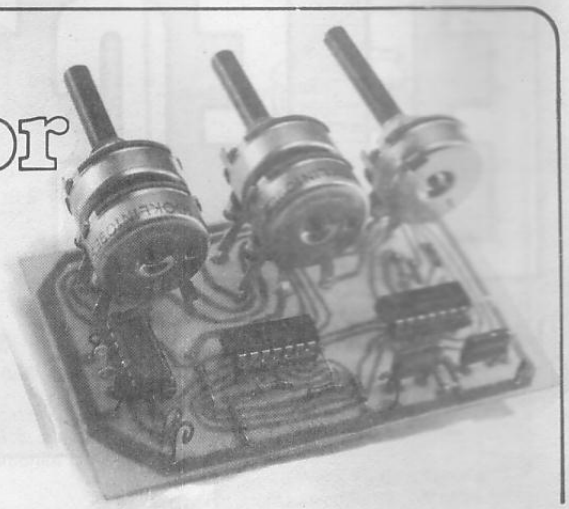
Vicente Fittipaldi

ÍNDICE

Misturador Estéreo Rotativo 2
Nova Geração de Vídeo Cassetes da JVC 8
Antenas e Propagação 15
Tape Tester para Gravadores 25
O Receptor, esse Desconhecido XI 32
Seção de Reparação 40
O Componente - TCA780 46
Correspondência 50
Hardware - Testes Básicos nos Apple - 8 Bits 52
Amplificador Estéreo de 24 Watts 58
Interface 4 p/o Fone-Control 60
Fonte de Alimentação Automática 110-220 V 65
Recepção em SSB 68
Saída R-G-B do TV Colorido Transistorizado 72

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 - CEP 03633 - 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.

Misturador estéreo rotativo



J. Martin

Acrescente efeitos especiais de separação de certos sons em suas gravações ou programas com este misturador rotativo. Atuando sobre os canais de um programa estereofônico, este circuito pode transpor sinais de um canal para outro, modificando assim a mixagem origial e dando um efeito de acordo com o gosto do ouvinte e não dos técnicos responsáveis pela gravação. Com ele você será o técnico de som de seus programas, independentemente da maneira como tenham sido feitas as mixagens do programa original.

Nos estúdios de gravação, os programas são mixados em grande número de canais, até 16, quando então o técnico determina a intensidade relativa de cada um e, portanto, seu nível de presença no produto final. Desta forma, certos instrumentos podem sobressair em relação a outros, com efeitos finais que dependerão exclusivamente deste trabalho. Veja a **figura 1**.

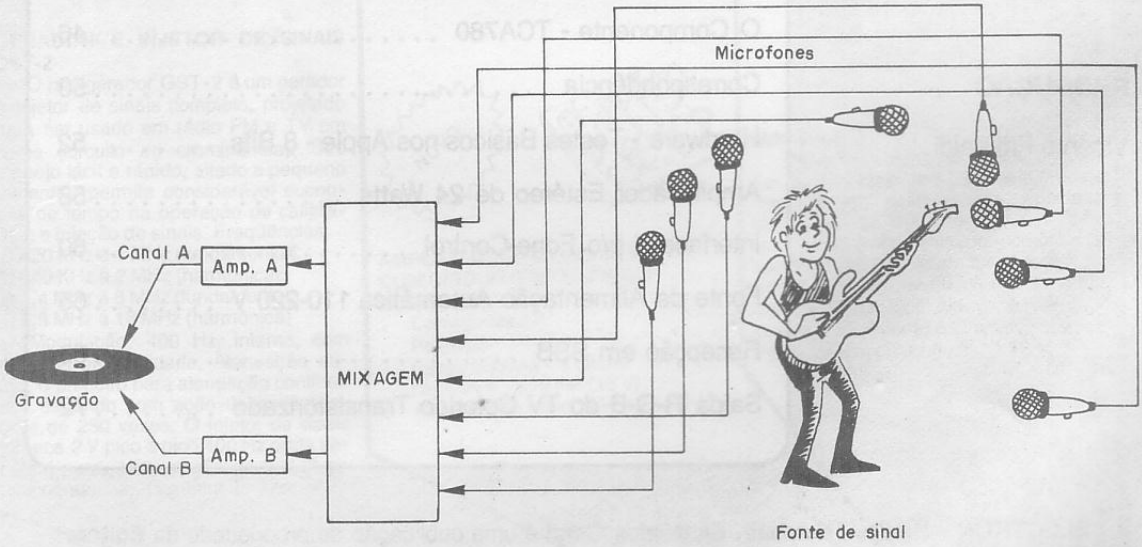


FIGURA 1

A idéia básica de nosso misturador estereofônico rotativo é fazer uma remixagem dos sinais originais dos dois canais e com isso levar determinados sons a níveis maiores

ou menores com um efeito diferente no final.

Os sinais de cada canal podem então ser somados ou subtraídos em proporções diferentes e depois aplicados as saídas. Com isso, conforme o caso, teremos reforços, atenuações ou a passagem de um instrumento que originalmente estava em dois canais para um só, ou mesmo transferido de um para outro.

Enfim, o que se faz é "trabalhar" os sinais de duas entradas com uma transposição controlada em intensidade, de modo a se obter níveis diferentes para os mesmos sinais na saída.

Observe que a utilização do sistema não permite que se perca o efeito original de estéreo, muito pelo contrário, pois com um manejo correto dos controles na escolha de atenuações e reforços pode-se até tê-lo de forma mais acentuada.

O circuito deve ser intercalado entre a fonte de sinal (pré-amplificador, sintonizador, gravador etc.) e a entrada do amplificador de áudio.

Sua alimentação se faz a partir de fonte, pilhas ou baterias comuns com um baixo consumo, pois os sinais são trabalhados em baixa intensidade.

Como se trata de montagem que opera com sinais de baixa intensidade ligados à entrada do amplificador, na montagem deve haver certo cuidado com blindagens e aterramentos no sentido de se evitar instabilidades ou captações de zumbidos.

Como Funciona

O circuito pode ser dividido em duas etapas em cada canal para efeito de análise, conforme mostra a **figura 2**.

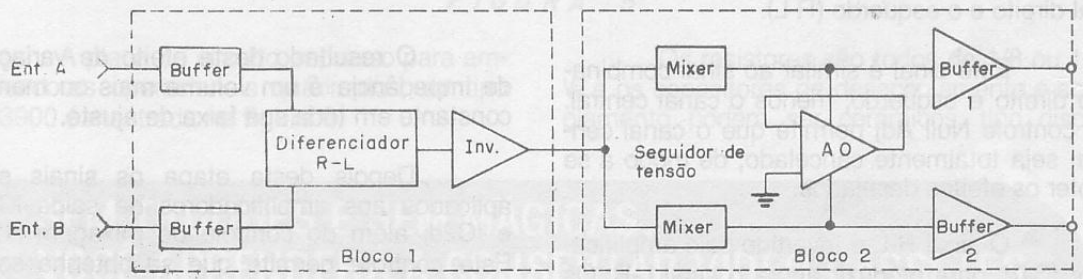


FIGURA 2

A primeira etapa consiste num controle de rotação que é o coração do sistema de remixagem e a segunda etapa consiste num mixer estéreo.

O controle de rotação permite a modificação da posição em forma de círculo dos instrumentos ou fontes de um programa original, conforme sugere a **figura 3**.

Assim, atuando sobre o controle, podemos fazer com que o som que predomina no canal esquerdo passe para o direito, enquanto o direito passa para o centro, vindo o central a ocupar o lugar esquerdo, numa rotação conjunta de todos os efeitos.

Na posição normal, a posição original permanece por exemplo, com o cantor no centro. Atuando sobre o controle, podemos deslocar para um lado ou outro o cantor e igualmente "rodar" os instrumentos, numa espécie de rodízio eletrônico.

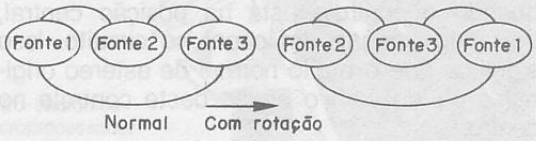


FIGURA 3

E importante observar que estes efeitos só podem ser notados nas gravações estereofônicas em que existe uma separação de conjuntos nítida, o que não ocorre em algumas fitas de baixa qualidade e mesmo discos.

Na rotação dos sons o leitor vai também notar que existe uma variação de sua intensidade relativa, já que na posição de reprodução no centro temos maior intensidade.

Como tudo isso é feito eletronicamente?

Dois amplificadores operacionais (IC1a e IC1b) na configuração de seguidor de emissor (ganho de tensão unitário, porém, impedância de entrada muito alta) isolam as fontes de sinal do circuito propriamente. Cada canal tem então o sinal aplicado a um destes operacionais.

O sinal destes amplificadores é levado então a um outro operacional IC1c, que funciona como diferenciador fornecendo uma saída que corresponde a diferença entre o canal direito e o esquerdo (R-L).

Este sinal é similar ao sinal combinado direito e esquerdo, menos o canal central. O controle Null Adj permite que o canal central seja totalmente cancelado, de modo a se obter os efeitos desejados.

O sinal R-L é invertido pelo amplificador IC1d, para produzir agora o sinal L-R. Os dois sinais são então combinados com o sinal composto e aplicados a um potenciômetro (R14), que é o controle de rotação.

Na **figura 4** temos analisado o que faz este potenciômetro com os sinais aplicados, mostrando em suas diversas posições as combinações obtidas.

Uma característica importante desta configuração é o cancelamento de um canal quando o controle está na posição central, deixando apenas um canal no circuito. Isso significa que o efeito normal de estéreo original é obtido com o ajuste deste controle no centro.

Atenuação por contrareação é fornecida por IC2a e IC2b, que reforçam as saídas de R14 através de R11 e R12. Este fator não afeta o sinal nos extremos das posições do controle de rotação, já que o potenciômetro se comporta como uma fonte de impedância nula no extremo e que cresce à medida que se desloca seu cursor para a posição central.

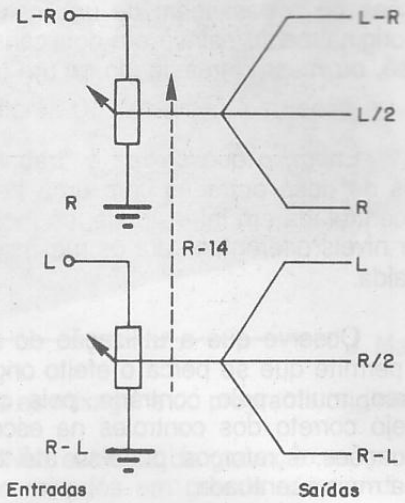


FIGURA 4

O resultado deste efeito de variação de impedância é um volume mais ou menos constante em toda sua faixa de ajuste.

Depois desta etapa os sinais são aplicados aos amplificadores de saída IC2c e IC2d, além do controle de mixagem R15. Este controle permite que se obtenha sons normais, estéreo invertido ou mono, ou ainda qualquer configuração intermediária.

Nos cursores destes potenciômetros temos os amplificadores finais, que permitem um isolamento da entrada do amplificador de potência. Estes também operam como seguidores de tensão, garantindo-se assim uma baixa impedância de saída capaz de excitar qualquer circuito normal de entrada.

Os capacitores C3 e C4 são necessários apenas se não existirem componentes equivalentes nas entradas dos amplificadores usados. Os seus valores são calculados de modo a haver um corte em freqüência inferior a 20 Hz, garantindo-se uma resposta linear para toda a faixa audível, o que mantém a qualidade de reprodução para o sistema.

O circuito deve ser alimentado com fonte simétrica de 6 a 15 Volts. Um desaco-

plamento desta fonte deve ser feito através de capacitores (C5 à C10), os quais devem ser montados o mais próximo possível dos pinos de alimentação dos integrados.

No protótipo foram usados amplificadores do tipo LM3900 (quádruplos amplificadores operacionais) mas, na realidade, amplificadores operacionais de qualquer tipo podem ser usados. Até mesmo 10 amplificadores individuais do tipo 741 podem ser usados com as devidas alterações do lay-out da placa.

Montagem

Na **figura 5** damos o diagrama completo do aparelho, observando-se que a chave S1 tem por finalidade cancelar o efeito, passando à reprodução normal.

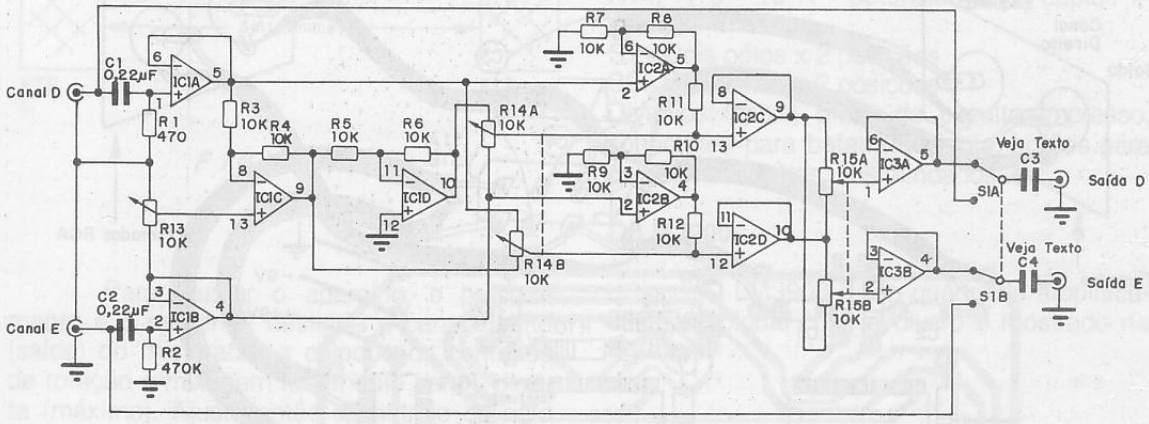


FIGURA 5

A placa de circuito impresso para amplificadores operacionais quádruplos, do tipo LM3900 é mostrada na **figura 6**.

Os resistores são todos de 1/8 ou 1/4 W e os capacitores de desacoplamento e acoplamento podem ser cerâmicos, tipo disco,

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$ 1.980,00 fita + livro

Autoria: Prof. Sérgio R. Antunes.

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

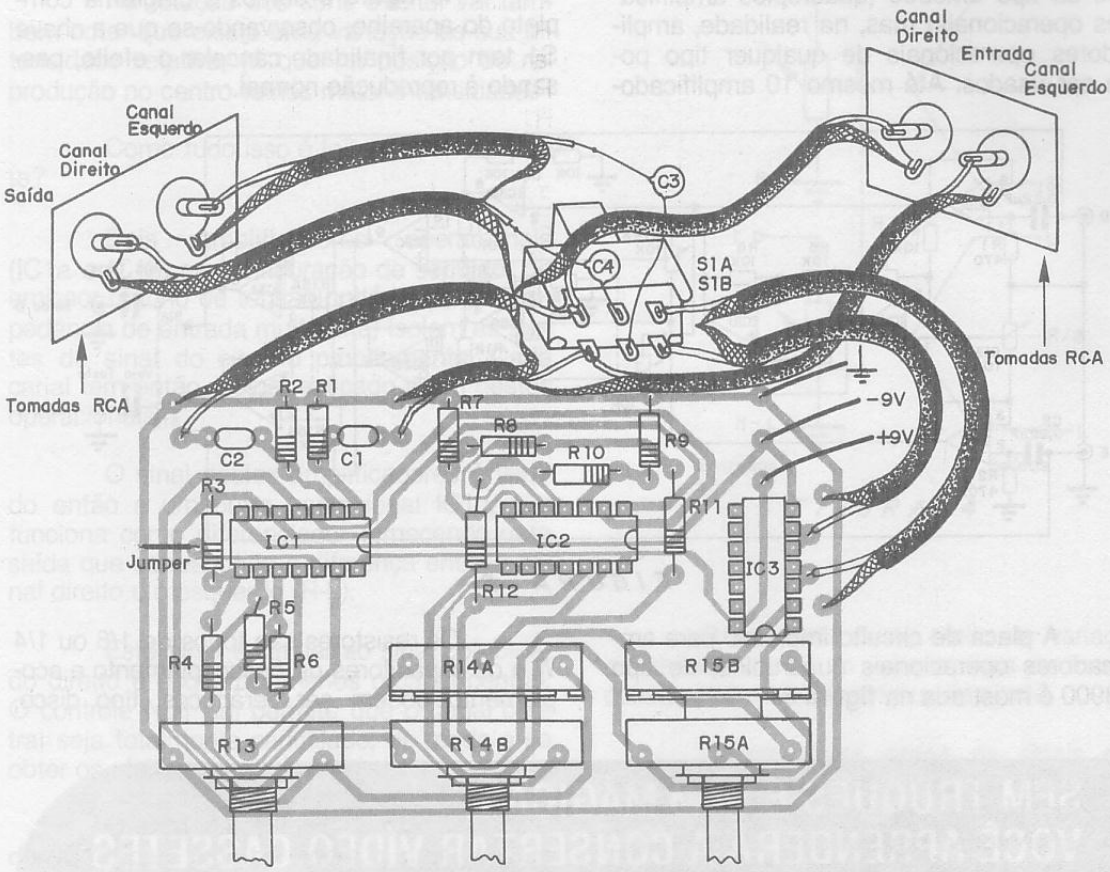


com tensões de trabalho a partir de 25 V.

Os potenciômetros são todos lineares e os fios de entrada e saída de sinais devem ser blindados.

Utilização

Para que o sistema tenha melhor desempenho deve ser ligado em entradas de alta impedância de amplificadores. A fonte de



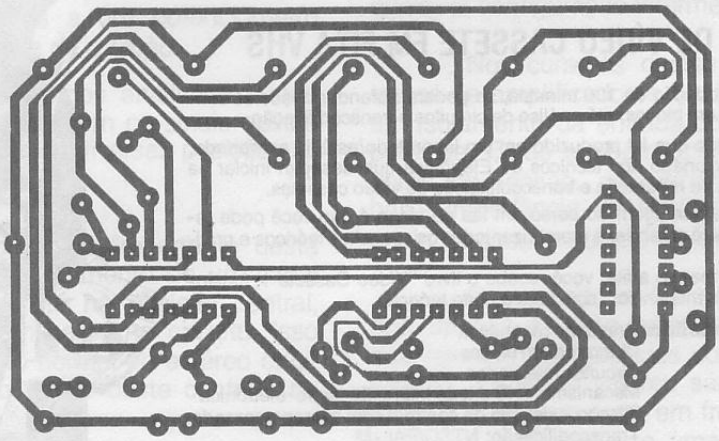


FIGURA 6

sinal pode ser um pré-amplificador, sintonizador ou tape-deck.

Os efeitos de rotação de som e modificação da disposição das fontes nas grava-

ções são melhor percebidos quando se usam fones de ouvido. Para o caso de alto-falantes estes devem estar bem separados, conforme sugere a **figura 7**.

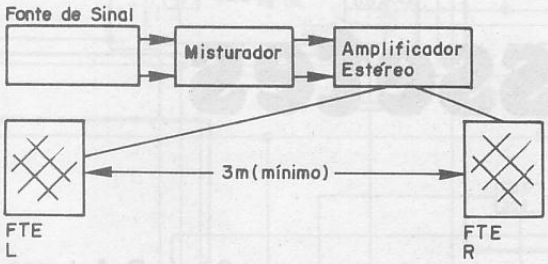


FIGURA 7

Para ajustar o aparelho, o procedimento é o seguinte: desligue o canal direito (saída) do misturador e coloque os controles de rotação e mixagem totalmente para a direita (máximo). Ajuste então o controle de nulo para cancelamento total dos sons centrais. Se for usada uma fonte monofônica isso corresponde ao mínimo de volume.

Se houver algum tipo de distorção verifique se todos os componentes utilizados estão em boas condições.

Conforme salientamos, o cancelamento do som central nem sempre é possível, pois depende também da maneira como foi feita a gravação original, o mesmo ocorrendo com gravações que tenham reverberação incluída.

Uma vez feito o ajuste é só utilizar o aparelho, ligando de novo a saída direita. Pela atuação sobre o controle de rotação e mixagem pode ser feito o deslocamento das diversas fontes de som, obtendo-se em cada caso uma disposição para instrumentos, cantor, etc. conforme o gosto de cada um.

Lista de material

IC1, IC2, IC3 - LM3900 - quádruplos amplificadores operacionais ou equivalentes, inclusive o 741. (Um dos LM3900 é usado apenas pela metade, ou seja, dois operacionais)
B1, B2 - 6 à 12 V ou duas baterias de 9 V em fonte simétrica
C1, C2 - 0,22 µF - capacitor cerâmico tipo disco
C3, C4 - 1 µF - capacitor não polarizado (poliéster) - Veja o texto
C5 à C10 - 0,01 uF - capacitor cerâmico tipo disco
J1 à J4 - jaques tipo fono
R1, R2 - 470 K - resistores (amarelo, violeta, amarelo)
R3 à R12 - 10 K - resistores (marrom, preto, laranja)
R13 - 10 K - potenciômetro linear
R14, R15 - 10 K - potenciômetros duplos lineares
S1 - Dois pólos x 2 posições
S2 - Dois pólos x 2 posições
Diversos: caixa, placa de circuito impresso, conectores para bateria ou fonte, botões para os potenciômetros, fios blindados, etc.

O LM3900

O LM3900 é um quádruplo amplificador operacional cujo invólucro é mostrado na **figura A.**

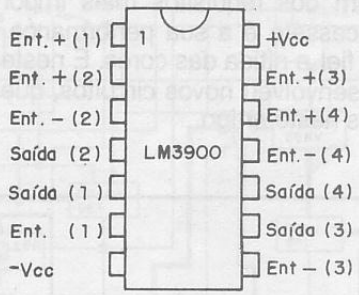


FIGURA A

Este integrado pode operar com tensões na faixa de 5 a 22 V e possui proteção interna contra curto-circuito na saída.

As principais características deste integrado são:

Resistência de entrada . . . . . 1 MOhms
Ganho (tip) 2800
Resistência de saída (tip) . . . . . 8000 Ohms
Faixa passante (tip) . . . . . 2,5 MHz
CMRR (tip) . . . . . 70 dB
Corrente de alimentação sem carga . 6,2 mA

Nova geração de vídeo cassetes da JVC

Sérgio R. Antunes

Os últimos lançamentos da JVC em vídeo cassetes compreendem uma nova geração de modelos que se caracterizam por possuirem 4 cabeças de vídeo, som estéreo Hi-Fi e alta qualidade de definição (H.Q.). Sem dúvida, a nova geração de vídeo cassetes da JVC é a mais sofisticada da atualidade.

Um dos requisitos mais importantes no vídeo cassete é a sua performance na reprodução fiel e nítida das cores. E neste setor, a JVC desenvolveu novos circuitos, que serão analisados neste artigo.

Baseamos as nossas descrições teóricas na seção de crominância do vídeo JVC modelo HR-D 180 U. Este modelo, um dos mais novos, se assemelha em muito na seção de croma com os modelos HR-D 170 U e HR-D 470 U, também comercializado em Manaus.

Seção de croma - JVC HR-D 180 U

Na **figura 1** vemos o diagrama em blocos da seção cromática do HR-D 180 U.

Descreveremos o circuito da **figura 2.**

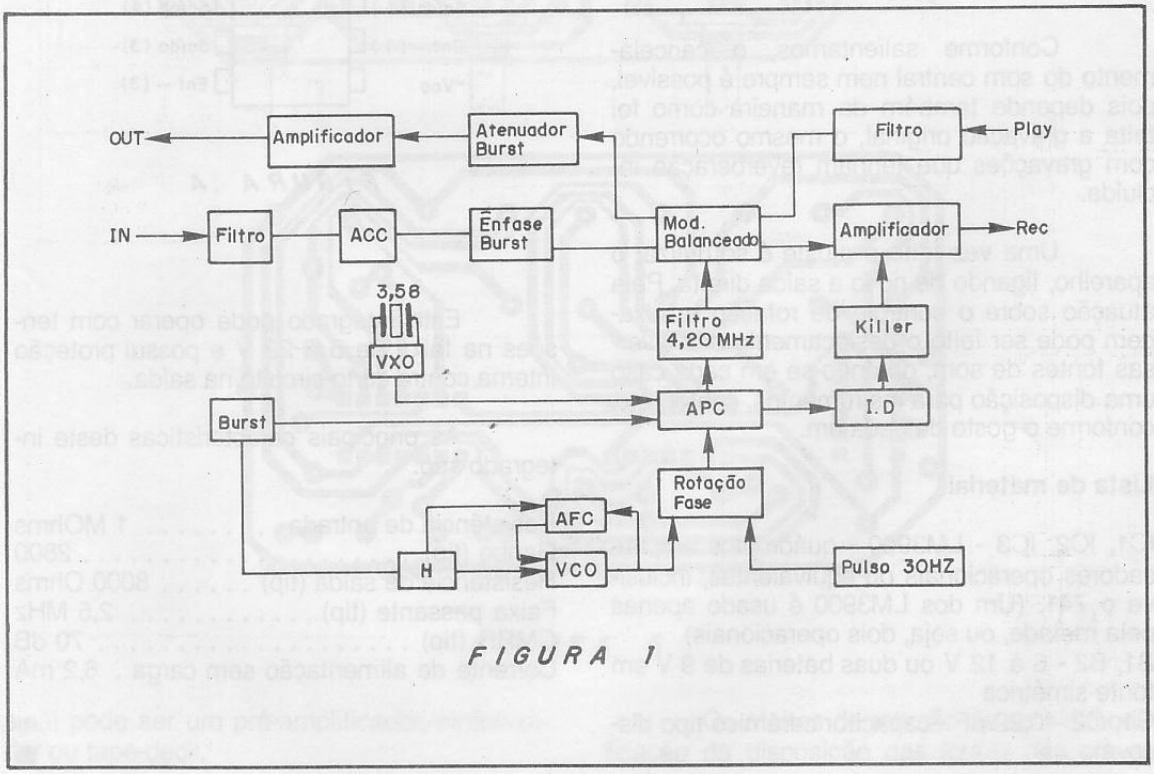


FIGURA 1

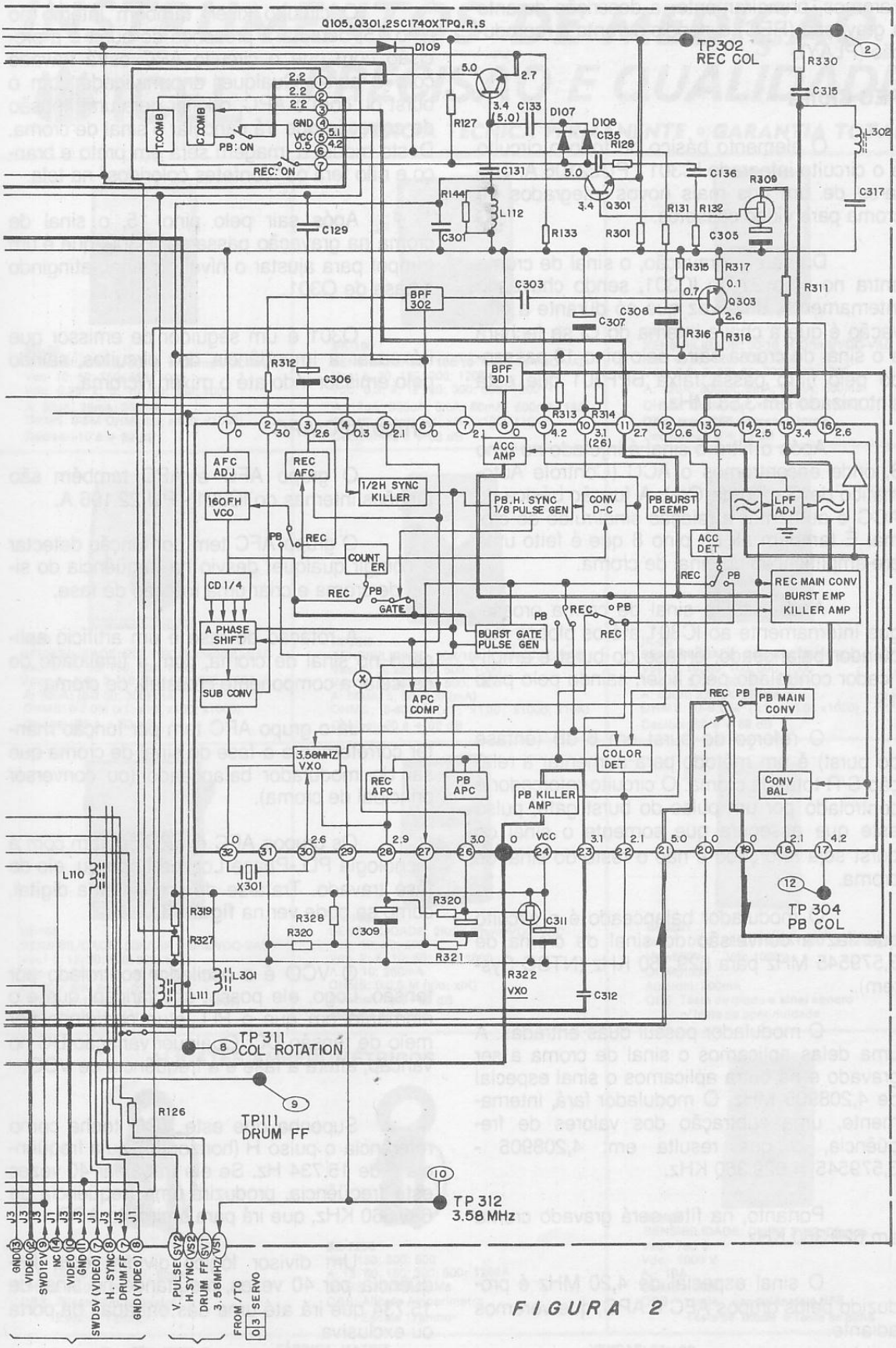

Q105,Q301,2SC1740XTPQ,R,S
TP302
REC COL
TP 304
PB COL
TP 311
COL ROTATION
TP111
DRUM FF
TP 312
3.58 MHz
T.COMB
C.COMB
PB: ON
REC: ON
BPF 302
BPF 3D1
ACC AMP
AFC ADJ
REC AFC
1/2H SYNC KILLER
160FH VCO
PB.H. SYNC 1/8 PULSE GEN
CONV D-C
PB BURST DEEMP
ACC DET
LPF ADJ
COUNTER
CD 1/4
A PHASE SHIFT
BURST GATE PULSE GEN
REC MAIN CONV BURST EMP KILLER AMP
SUB CONV
APC COMP
PB MAIN CONV
3.58MHZ VXO
REC APC
PB APC
PB KILLER AMP
COLOR DET
CONV BAL
X301
L110
L111
L301
L112
VXO
FROM /TO SERVO
GND
VIDEO
SWD12V
NC
VIDEO
GND
SWD5V (VIDEO)
H. SYNC
DRUM FF
GND (VIDEO)
V. PULSE
H.SYNC
DRUM FF
3.58MHZ

FIGURA 2

Faremos, primeiramente, a descrição durante a gravação (REC) e depois durante a reprodução (PLAY).

REC Croma

O elemento básico de todo o circuito é o circuito integrado IC301 - PU22106 A. Trata-se de um dos mais novos integrados de croma para vídeo cassetes.

Durante a gravação, o sinal de croma entra no pino 21 do IC301, sendo chaveado internamente, uma vez que só durante a gravação é que a chave interna do CI se fechará e o sinal de croma sairá pelo pino 19 passando pelo filtro passa faixa BPF301 que está sintonizado em 3,58 MHz.

Após o filtro o sinal é injetado no pino 8, onde encontramos o ACC (Controle Automático de Ganho de Cor). A função básica do ACC é aumentar a relação sinal/ruído de croma. É também ali no pino 8 que é feito uma pré-amplificação do sinal de croma.

Após isso, o sinal de croma prossegue internamente ao IC301 até os blocos modulador balanceado, ênfase do burst e amplificador controlado pelo killer, saindo pelo pino 15.

O reforço do burst em 6 dB (ênfase do burst) é um método para aumentar a relação S/R total da croma. O circuito reforçador é controlado por um pulso do burst gate, pulso este que assegura que somente o sinal do burst seja reforçado e não o resto do sinal de croma.

O modulador balanceado é o circuito que faz a conversão do sinal de croma de 3,579545 MHz para 629,360 KHz (NTSC System).

O modulador possui duas entradas. A uma delas aplicamos o sinal de croma a ser gravado e na outra aplicamos o sinal especial de 4,208905 MHz. O modulador fará, internamente, uma subtração dos valores de freqüência, o que resulta em: 4,208905 - 3,579545 = 629.360 KHz.

Portanto, na fita, será gravado croma em 629.360 KHz.

O sinal especial de 4,20 MHz é produzido pelos grupos AFC e APC, que veremos adiante.

O circuito killer, também interno ao pino 15, detecta a presença do burst e a precisão com que o circuito APC estrá travado com o burst. Qualquer anormalidade com o burst ou com o APC, o killer gera uma tensão de correção que irá cancelar o sinal de croma. Deste modo, a imagem será em preto e branco e não terá os "confetes coloridos" na tela.

Após sair pelo pino 15, o sinal de croma na gravação passa por R309, que é um trimpot para ajustar o nível do sinal, atingindo a base de Q301.

Q301 é um seguidor de emissor que irá casar a impedância dos circuitos, saindo pelo emissor indo até o mixer Y/croma.

Grupo AFC/APC

O grupo AFC e APC também são funções internas do IC301 - PU 22.106 A.

O grupo AFC tem por função detectar e corrigir qualquer desvio na freqüência do sinal de croma e criar uma rotação de fase.

A rotação de fase é um artifício aplicado no sinal de croma, com a finalidade de cancelar a componente crosstalk de croma.

Já o grupo APC tem por função manter corretamente a fase do sinal de croma que sai do modulador balanceado (ou conversor principal de croma).

Os grupos AFC e APC operam com a tecnologia PLL-Phase Locked Loop ou, elo de fase travado. Trata-se de um sistema digital, como se pode ver na **figura 3**.

O VCO é o oscilador controlado por tensão. Logo, ele possui um varicap, que é o elemento em que o PLL atua corrigindo por meio de tensão DC. Qualquer variação DC no varicap, altera a fase e a freqüência de VCO.

Suponha que este VCO tenha como referência o pulso H (horizontal), cuja freqüência é de 15.734 Hz. Se ele trabalhar 40 vezes esta freqüência, produzirá uma freqüência de 629.360 KHz, que irá para o circuito APC.

Um divisor lógico dividirá esta freqüência por 40 vezes, resultando no sinal de 15.734 que irá até uma das entradas da porta ou exclusiva.

Na outra entrada da porta ou exclusiva aplicaremos o sinal H, que deve antes passar pelo multivibrador monoestável (nn) que irá quadrar corretamente sua onda.

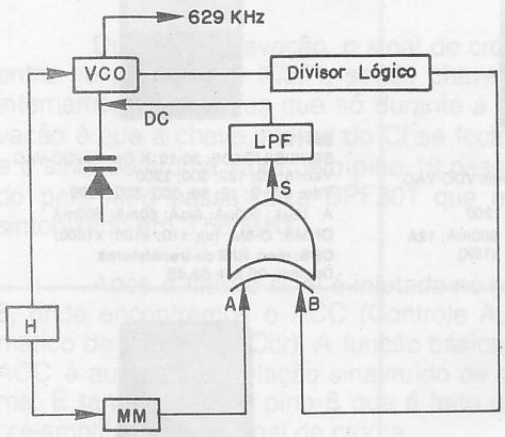


FIGURA 3

A porta ou exclusiva é um comparador, com a seguinte tabela verdade:

A	B	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Caso as entradas A e B sejam diferentes, haverá nível alto na saída. Este nível alto será transformado em tensão DC pelo LPF - Filtro passa baixa - e dele aplicará no varicap.

Quando as entradas A (pulso H) e B (pulso do VCO) são iguais, a saída da porta ou exclusiva é zero e, portanto, não haverá tensão DC no varicap. Quando este fato ocorre, dizemos que o VCO está travado.

Enquanto que no AFC trava-se a freqüência com o pulso horizontal, o APC trava a fase com o pulso do burst. Internamente ao APC gera-se o pulso ID - pulso de identificação - que irá fornecer o pulso de controle também para o killer e o VXO de 3,579545 MHz (NTSC).

A **figura 4** ilustra o sinal burst e a **figura 5** mostra como se recupera a sub portadora de croma a partir do burst.

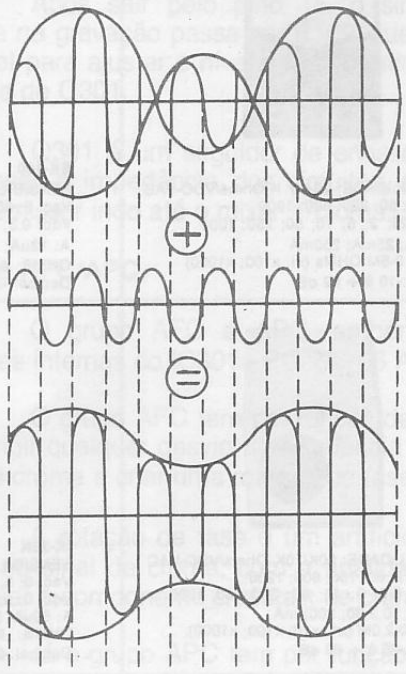


FIGURA 4

Somando-se os sinais de diferença de cor (R-Y e B-Y) com um sinal de 3,579545 MHz e, junto os 9 ciclos do burst, obtém-se a subportadora de croma em fase com o sinal de luminância.

Descrição

No pino 4 do IC301 é injetado o pulso de sincronismo, onde, internamente, é separado o pulso H, passando pelo VCO 160 FH, divisores lógicos, rotação de fase, APC, saindo com o valor de 4,208905 MHz do pino 2. Passa pelo filtro BFC302 (4,20 MHz) e pelo buffer-amplificador Q303, entrando no pino 16 onde será feito a conversão.

A rotação de fase recebe o pulso 30 Hz do servo pelo pino 5.

O VXO de 3,58 MHz atua nos pinos 30 e 32, onde encontra-se o cristal X301.

R322 faz o ajuste do VXO.

No pino 29 do IC301 temos a freqüência de 3,58 MHz de referência.

O controle e polarização do killer é feito no pino 22.

Play croma

O sinal de croma retirado das cabeças magnéticas é injetado no pino 13 passando pelo filtro L302, C316 e C317.

Como é de nosso conhecimento, o si-

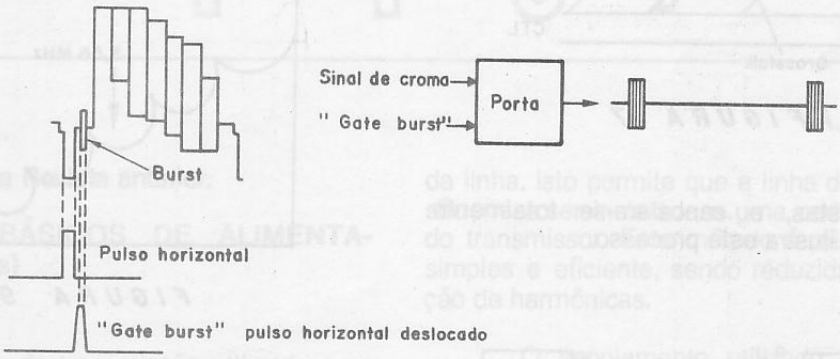


FIGURA 5

nal de croma está junto com o sinal Y, sendo um modulado em AM e o outro em FM. A **figura 6** ilustra este processo. O filtro externo ao pino 13 irá separar estas duas componentes.

Interno ao pino 13 o sinal de croma passará pelo conversor onde será feito o batimento com o sinal especial de 4,20 MHz, resultando na saída (pino 19) o sinal de 3,58 MHz.

Do pino 19 o sinal passa pelo filtro BPF302, pino 8 (ACC), atenuador burst (pino 11).

Do pino 11, o sinal passa pelo filtro pente de retardo igual a uma linha horizontal (63,5 micro segundos) formado por DL102. Depois retorna ao CI pelo pino 23, onde será amplificado e terá o controle do killer, saindo definitivamente pelo pino 25.

Filtro pente DL102

O filtro pente é usado para eliminar o crosstalk de croma que aparece no modos SLP (6 horas) e LP (4 horas). A **figura 7** ilustra o efeito crosstalk.

Esta linha de atraso utiliza o seguinte processo: adiciona o crosstalk da linha 1 e 2 e

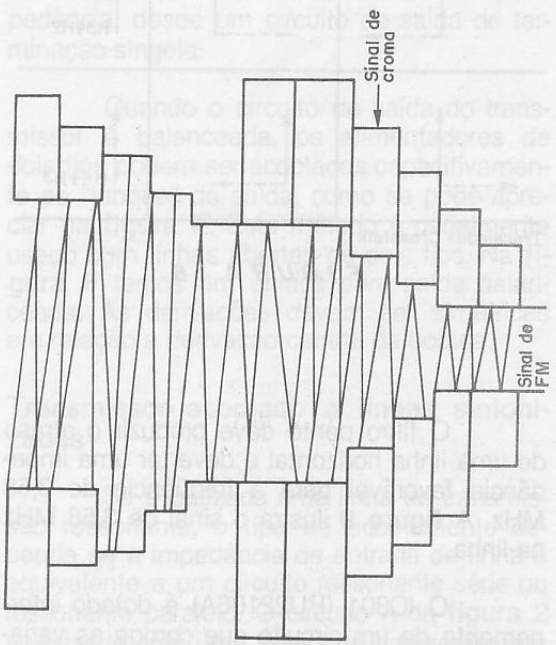


FIGURA 6

da linha 2 e 3, e assim por diante. Os sinais de crosstalk das linhas 1 e 2, ou 2 e 3 são de

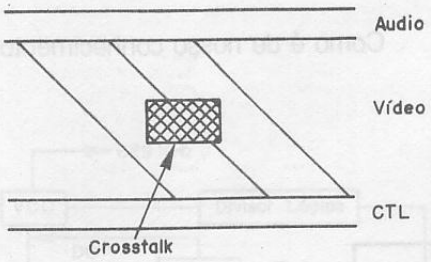


FIGURA 7

fases opostas, e cancelam-se totalmente. A **figura 8** ilustra este processo.

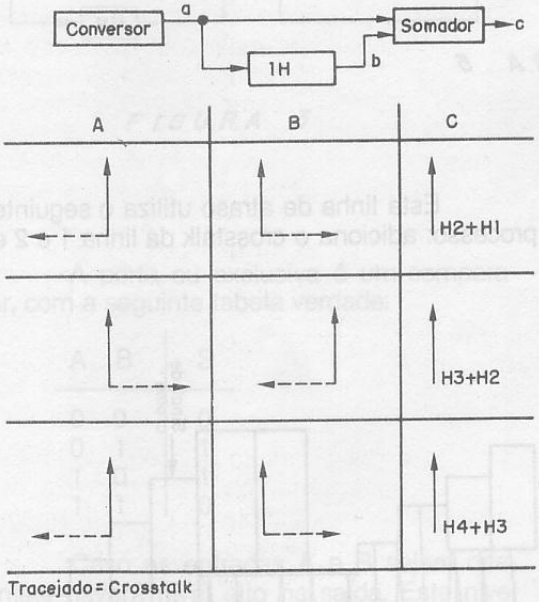


FIGURA 8

O filtro pente deve produzir o atraso de uma linha horizontal e deve ter uma impedância favorável para a freqüência de 3,58 MHz. A **figura 9** ilustra o sinal de 3,58 MHz na linha.

O IC301 (PU22106A) é dotado internamente de um circuito que corrige as variações de WOW e flutter que afetam as cores.

Na reprodução o grupo APC produz uma correção chamada FATOR DELTA.

O fator delta é uma alteração de freqüência que irá compensar o sincronismo horizontal, evitando qualquer instabilidade nas cores.

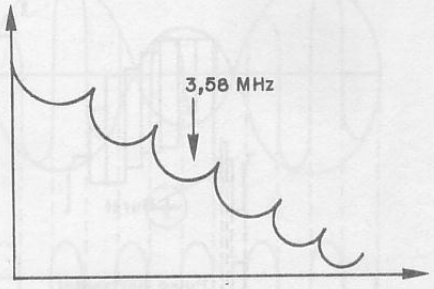


FIGURA 9

Este fator delta não é nenhum bloco específico. Ele está presente em todas as etapas ou blocos da reprodução. A **figura 10** ilustra todas as fases do fator delta.

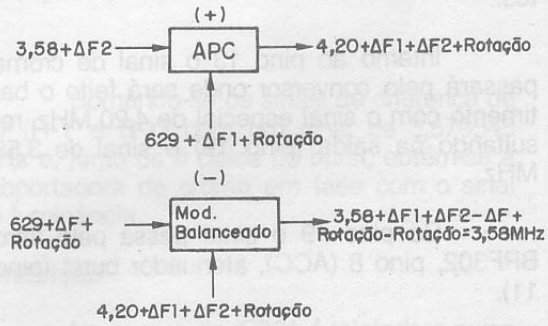


FIGURA 10

O APC detecta a mudança do sinal de 3,58 MHz e, então, faz as devidas compensações. Isto é o que caracteriza a alta qualidade (HQ) dos vídeo cassetes da nova geração.

Antenas e propagação

A. Fanzeres

Continuação da Revista anterior.

SISTEMAS BÁSICOS DE ALIMENTAÇÃO (Feeders)

Introdução

A linha de transmissão utilizada para acoplar o transmissor à antena é, as vezes, denominado de alimentador (feeder). Devido a que dois tipos de linhas de transmissão podem ser utilizadas (ressonante e não-ressonante),os métodos de alimentação podem ser divididos em duas classes: sintonizado (ressonante) e aperiódico (não ressonante). Ambos os tipos de linha de transmissão utilizam meios de acoplar o transmissor a linha, meios de acoplar a linha a antena (incluindo-se, se necessário, um dispositivo casador de impedância) e a antena propriamente dita.

Acoplamento transmissor para linha

Em uma linha aperiódica a ROE é de 1,5 ou menor, e a linha é considerada como apropriadamente "terminada". Para uma alimentador de um simples fio, podem ser utilizados dois tipos de acoplamento do transmissor, como se observa na **figura 1**. Na posição (A) a linha é acoplada capacitivamente a uma derivação na bobina do circuito de saída do estágio final do amplificador de RF. A derivação é ajustada para a transferência máxima de potência. Se bem, este método tenha a vantagem da simplicidade, produz uma grande quantidade de harmônicos.

Na posição (B) é utilizado um acoplamento de baixa impedância para transferir a energia de RF para a antena. As bobinas que formam o enlace (link) (L2 e L3) podem ser ligadas a uma seção de baixa impedância da linha. Isto permite que a linha de transmissão possa ser instalada a uma certa distância do transmissor. Este método é relativamente simples e eficiente, sendo reduzida a irradiação de harmônicas.

O acoplamento utilizado com sistemas de dois fios dependem em parte se o transmissor tem saída simples ou em balanço (push-pull). Também depende da impedância de entrada do alimentador de dois fios.

Se a impedância é baixa e o circuito de saída é simples (não equilibrado) pode-se utilizar o circuito da **figura 1C.** Na posição (D) temos uma disposição mais flexível. Este circuito de ligação permite acoplamento a um alimentador de dois fios, de alta ou baixa impedância, desde um circuito de saída de terminação singela.

Quando o circuito de saída do transmissor é balanceada, os alimentadores de dois fios podem ser acoplados capacitivamente ao "tanque" de saída, como se pode apreciar na **figura E.** Este método é usualmente usado com linhas abertas de dois fios. Na **figura F** temos um enlace para saída balanceada. As derivações devem ser simétricas em relação a derivação central da bobina.

Transmissor acoplado a linhas sintonizadas

Se é utilizada uma linha de transmissão ressonante, o tipo de acoplamento depende se a impedância de entrada de linha é equivalente a um circuito ressonante série ou ressonante paralelo. O circuito A da **figura 2** é utilizado com uma linha que apresenta uma impedância baixa ao transmissor. O enlace

extra é para reduzir a irradiação de harmônicos desde a antena.

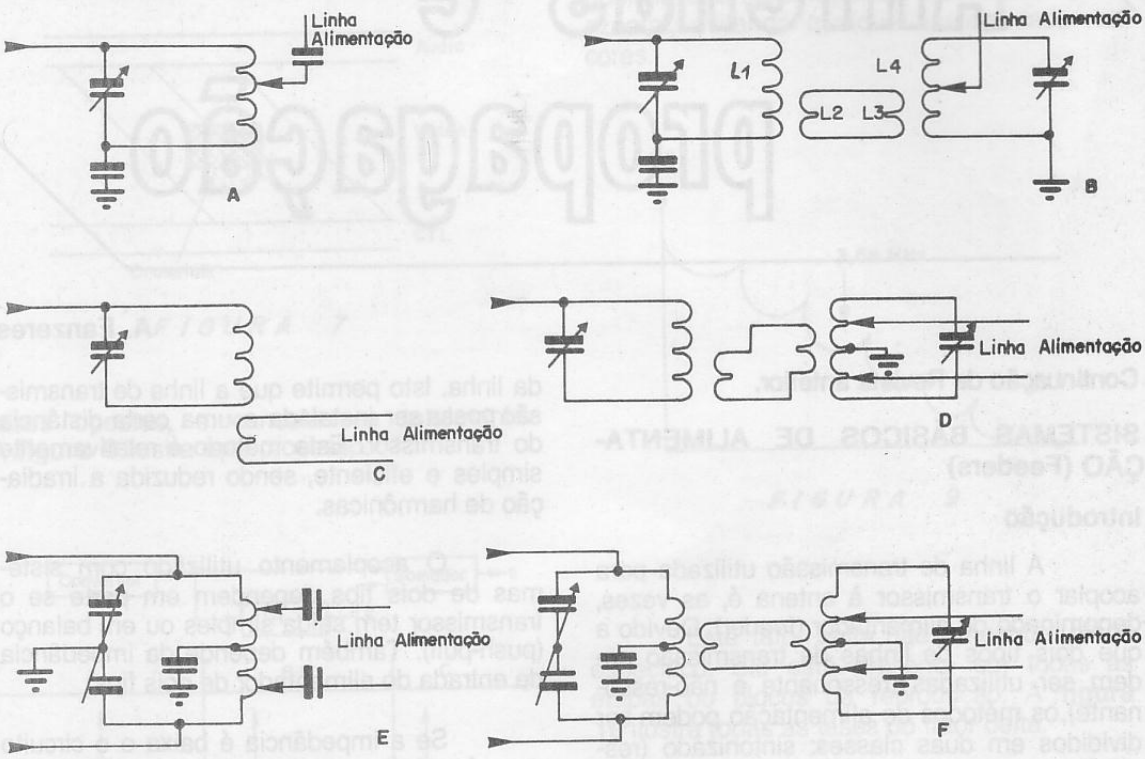


FIGURA 1

paralela é mostrado na **figura 2B**. Neste circuito o enlace reduz a irradiação de harmônicos a um mínimo. A exceção do enlace os circuitos da **figura 2A** e **B** são idênticos.

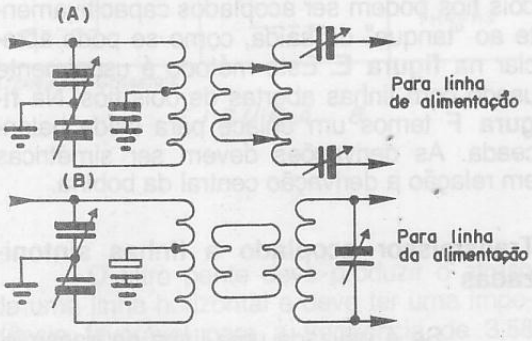


FIGURA 2

Disposição de acoplamento em "Pi"

A disposição em "Pi" é muito versátil e pode ser usada em linhas sintonizadas ou

Uma disposição que poderá ser utilizada tanto para linhas sintonizadas série ou não. Também pode ser usada em circuitos amplificadores do estágio de saída, balanceados ou não em um ampla faixa de impedância de linha. Na **figura 3A** temos um circuito para acoplar um alimentar de fio singelo. Para um alimentador de dois fios usa-se um dispositivo "Pi" duplo, como se vê na **figura 3B**.

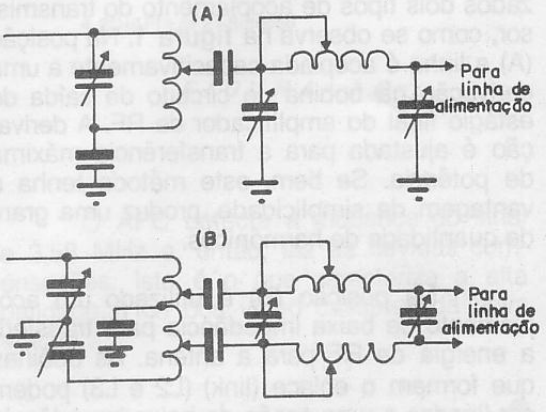


FIGURA 3

MÉTODOS DE ALIMENTAÇÃO

Condições de linha

Certos fatores devem ser levados em consideração, com relação a linha de transmissão, entre o circuito de acoplamento entre transmissor e antena.

Estes fatores se aplicam nos dois casos; linha sintonizada e linha não sintonizada e dizem respeito a minimização das perdas por radiação, nas linhas.

Uma perda mínima de radiação é obtida quando os campos ao redor dos dois fios que formam a linha, são idênticos, porém, de fase oposta, pois assim, se anularão mutuamente. Nestas condições diz-se que a linha está "balanceada". Se a linha não está balanceada, podem ocorrer grandes perdas por radiação. A perda por radiação é diretamente proporcional a porcentagem de não balanceamento da linha. As causas mais comuns de não balanceamento das linhas são:

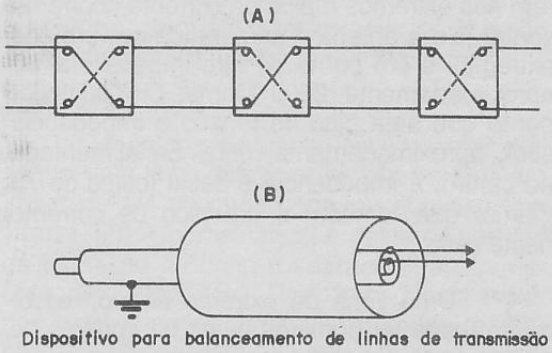
a) Extensão ou separação diferente, dos fios

b) Carga diferente nos dois fios. Isto pode ser a antena ou o acoplamento entre um dos fios e superfícies condutores próximas

c) Curvas muito agudas na linha de transmissão.

Existem vários métodos para balancear as diferentes linhas de transmissão. Linhas abertas e par de linhas blindadas, têm dimensões constantes. Se a linha tem o comprimento de 1 onda é, geralmente, balanceada. Se for utilizada uma linha aberta de extensão maior de 1 comprimento de onda, blocos isolantes de transposição podem substituir os espaçadores. A posição dos fios é invertida em intervalos regulares por meio destes blocos (**figura 4A**). Isto permite balancear a linha com relação a terra e objetos próximos.

As propriedades de uma seção de linha com 1/4 de onda de comprimento podem ser utilizadas para balancear correntes desiguais nas linhas de transmissão. A seção balanceadora, utilizando uma extensão de linha coaxial recebeu, nos tempos da II Guerra Mundial, o apelido de "bazuca" (**figura 4B**). que se mantém até hoje, se bem que outras disposições surgiram e que levam o nome de seus autores. A função deste balanceador de 1/4 de onda serve para igualar a impedância do condutor externo a impedância do condutor interno. Se o desequilíbrio não alcança 10%, pode-se considerar a linha balanceada para todas as aplicações práticas.



Dispositivo para balanceamento de linhas de transmissão

FIGURA 4

Alimentação da antena

Dois fatores importantes devem ser levados em consideração sobre esta questão. Uma antena, no ponto de ressonância, tem ondas estacionárias, apresentando várias impedâncias ao longo de sua extensão. Para uma transferência máxima de energia a impedância no extremo de saída da linha deve "casar" com a impedância de entrada da antena, naquele ponto. Assim, um fator a ser considerado é a impedância da antena. Outro fator é o tipo de antena a ser utilizado. Os métodos de "alimentação" podem ser divididos em duas classes: sintonizado e não-sintonizado (ou aperiódico), correspondendo as duas categorias de linhas de transmissão. Se a extensão não ultrapassa 1 comprimento de onda, uma linha ressonante opera com eficiência relativa. Se a extensão ultrapassa 1 comprimento de onda, uma linha "casada" deve ser utilizada.

Métodos de alimentação sintonizados

Se bem que uma linha ressonante possa ter a mesma construção de uma linha aperiódica, ondas estacionárias estão presentes no tipo ressonante. Se ondas estacionárias estão presentes na antena, com relação ao transmissor, a antena pode ser considerada como uma extensão da linha de transmissão.

Para todos os efeitos práticos existem dois pontos onde uma linha ressonante pode ser usada para alimentar uma antena de 1/2 onda. Os pontos de alta impedância ocorrem nos extremos da antena, o ponto de mais baixa impedância ocorre no centro da antena. Lembrar que estamos tratando de uma antena de 1/2 onda. Se a antena é de 1/2 onda na freqüência de operação, picos de tensão ocorrem nos extremos e pico de corrente ocorre no centro. Se a antena é alimentada em um dos extremos é um ponto de alta impedância, de aproximadamente 2500 Ohms. Em qualquer ponto que seja pico de tensão a impedância será, aproximadamente, esta. Se alimentada ao centro, a impedância é baixa (cerca de 73 Ohms) que também é um pico de corrente neste caso.

Uma linha de extremo aberto, ressonante, pode ter números pares ou ímpares de 1/4 de onda. Se tem um número ímpar de 1/4 de onda, atua como transformador de impedância. Se número par, possui a mesma impedância à entrada e à saída. Qualquer um destes tipos pode ser ligado ao centro ou extremo de uma antena de 1/2 onda.

As quatro possíveis combinações de alimentação para antenas de 1/2 onda, com linhas sintonizadas, podem ser apreciadas na **figura 5**. Na posição A a antena é alimentada no centro. A curva de impedância para este tipo mostra que a impedância da antena Z_a é baixa neste ponto. A impedância de saída da linha (Z_t) também deve ser baixa. Como a linha utilizada tem uma quantidade ímpar de 1/4 de onda, uma impedância baixa de saída resulta em uma impedância baixa de entrada. Isto determina o tipo de acoplamento entre transmissor e linha. Um circuito ressonante série é usado para proporcionar o casamento de baixa impedância. A disposição da **figura 5A** é também chamada de "alimentação em corrente", porque o ponto de alimentação efetua-se em um pico de corrente.

Na **figura 5B** a antena é alimentada no extremo, em um ponto de alto Z_a. Para obter um alto Z_t a linha com comprimento par de 1/4 de onda é acoplado ao transmissor por meio de um circuito ressonante paralelo de alta impedância. Este tipo de acoplamento produz condições de linha não-balanceada. Há pouca irradiação desde a linha, **desde que a antena tenha extensão física ressonante**. Uma antena com extensão muito fora de ressonância produz muitas perdas de irradiação.

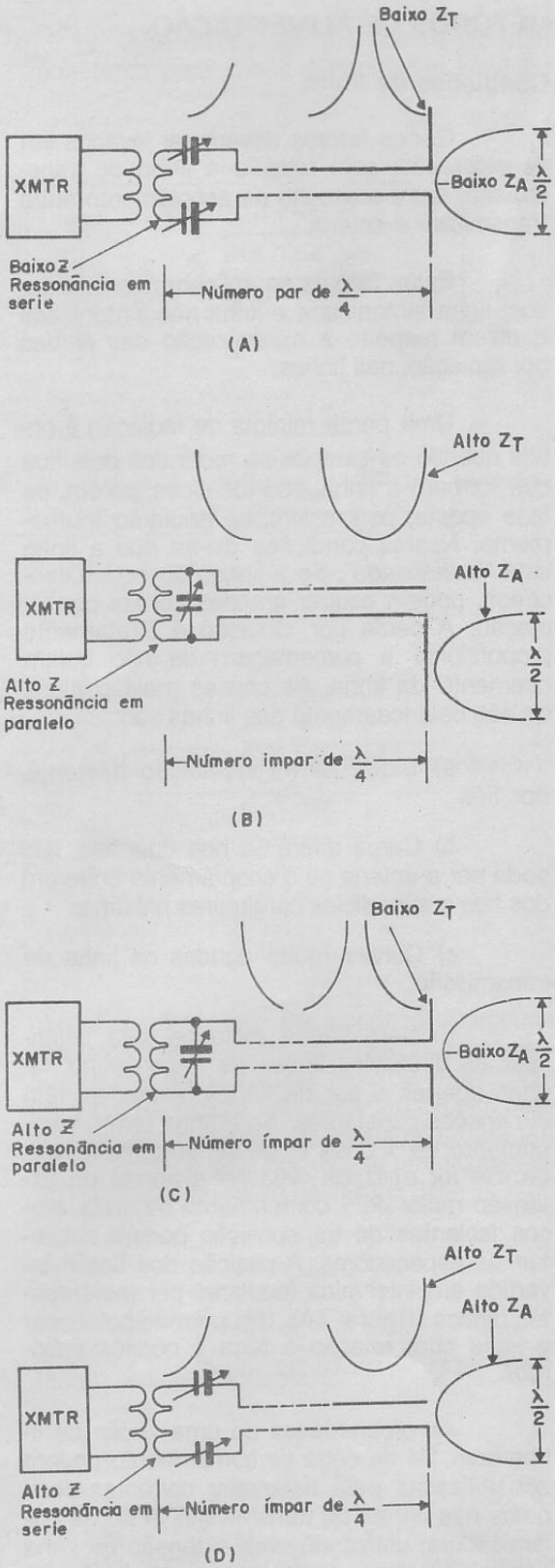


FIGURA 5

A antena, de 1/2 onda alimentada no extremo é mais comum. No passado recebeu o nome de Zeppelin. Hoje, novos nomes, novas disposições (basicamente o mesmo circuito) dominam o "jargão literário", porém, a Zepp ainda é, verdadeiramente a antena original, como se acaba de descrever aqui.

Comparando-se, uma antena com alimentação central é melhor disposição que alimentação no extremo (Zepp). No método de alimentação central, os lados da antena, em relação a linha de alimentação, devem ter extensões idênticas. Mesmo que a antena não seja ressonante, a linha permanece próximo a condição de balanceamento, havendo pouca perda por irradiação. A simetria do método de alimentação central permite que a antena possa ser utilizada em uma ampla faixa de freqüência, por não precisar estar próximo do ponto de ressonância para evitar perdas na linha por radiação.

A antena de alimentação central, utilizando uma linha sintonizada com um número ímpar de 1/4 de onda pode ser apreciado na **figura 50**. A particularidade desta disposição de extensão de linha é sua ação transformadora de impedância. Uma impedância baixa nos extremos dos terminais de saída reflete-se como impedância alta nos terminais de entrada. A antena na **figura 5C**, é alimentada em um ponto de baixa impedância. A alta impedância resultante, refletida no extremo de entrada torna necessário a utilização de um circuito de alta impedância, ressonante em paralelo, para acoplamento ao transmissor. Se a mesma linha for utilizada por alimentação no extremo da antena, como se vê na **figura 5C** a alta Z_a é refletida como impedância baixa de entrada. Por esta razão, utiliza-se um circuito de ressonância em série para acoplar ao transmissor. Como na **figura 5B** a alimentação no extremo produz uma linha não balanceada que deve ser mantida abaixo dos 10%.

Métodos de alimentação sintonizados

Generalidades

Para todos efeitos práticos, uma linha não ressonante é definida como possuindo um RCE de 1,5 ou menos. Para obter esta relação tão baixa de onda estacionária a linha deve ser terminada em uma impedância muito próxima de sua impedância característica. A impedância da antena pode variar consideravelmente em relação a este valor e por isto, e muitos casos, um dispositivo "casador" de impedâncias deve ser inserido entre a linha e antena propriamente dita. A impedância de entrada deste dispositivo ajusta-se a impedância característica da linha e sua saída ajusta-se a impedância da antena.

Alimentação por fio simples

A alimentação por fio simples pode

MULTÍMETROS MARCA ICEL



ik180A - Cz$ 2.520,00
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)

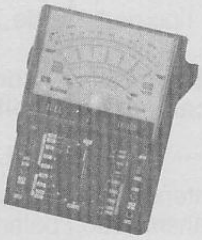
IK-25 - Cz$ 6.700,00
SENSIBILIDADE: 20/10
Vac: 0; 15; 60; 150; 600; 1200
Vdc: 0, 0; 6; 3; 16; 60; 300; 600; 1200
A: 60 uA; (0,3 mA; 30 mA; 300 mA)
Ohms: 0-2,0 m Ohms (x1; x10; x100; x1000)





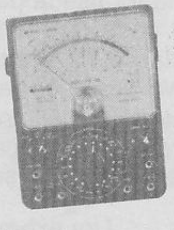
IK-30 - Cz$ 7.000,00
SENSIB.: 20K/10 KOhms/VDC-VAC
Vac: 0; 10; 50; 100; 500; 1000
Vdc: 0; 5; 25; 50; 250; 1000
A: 50 uA; 2,5 mA; 250 mA
Ohms: 0-6,0 M (x1; x10; x1000)
Decibel: -20 à +62 dB

IK-105 - Cz$ 8.600,00
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 - Cz$ 14.800,00
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 - Cz$ 25.000,00
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.

ser utilizada como uma linha não ressonante para alimentar uma antena ressonante de 1/2 onda. Para simplicidade de construção, geralmente, não se utiliza um casador de impedâncias. A impedância característica de uma linha desta natureza varia entre 500 e 600 Ohms. Com a impedância da antena varia entre 73 no centro até 2500 Ohms nos extremos, ligando-se a linha em um ponto adequado, ao longo da mesma, pode-se obter uma adequada impedância, resultando em uma linha "linear". Este tipo de ligação é denominado de alimentação fora de centro (**figura 6A**).

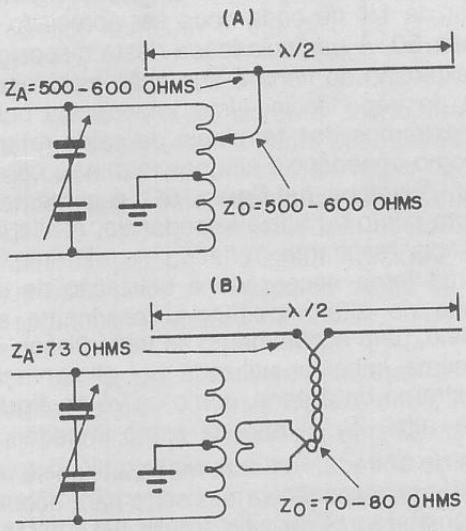


FIGURA 6

O ponto de antena que casa, aproximadamente, a impedância característica da linha com a impedância daquela, ocorre ao redor na média de um comprimento de 1/2 onda, desde o centro da antena.

Um cuidado que se deve observar quando ligado a linha a antena é que pelo menos 1/3 do comprimento de onda, estejam estes elementos em ângulo reto um com relação ao outro, para evitar o acoplamento (indesejável) da antena acoplar-se de modo impróprio a linha.

O método "fora de centro" que acabamos de descrever tem aplicações limitadas porque exige um solo altamente condutivo que atua como retorno da linha para o circuito do estágio final de saída do transmissor. Este acoplamento ocorre através da capacitância antena-para-terra e exige que o circuito de "tanque" seja bem aterrado. Outra desvantagem é a perda excessiva de radiação, do fio singelo de alimentação, por não haver condutor paralelo para cancelar o campo de radiação.

Alimentação por fio trançado

Um método de emergência de alimentação central de antena de 1/2 onda pode ser apreciado na **figura 6B**. Utiliza uma linha dupla, torcida ou trançada, cuja impedância característica é entre 70 e 80 Ohms. A linha na **figura 6B** é casada a antena. Se Z_O é menor que Z_a, os extremos da linha são afastados para poder dar o casamento correto. Isto se aplica baseado no princípio que aumentando o espaço entre os condutores da linha aumenta a impedância da antena. Este método não é muito utilizado porque podem ocorrer alta perdas na linha trançada, se não for adequada. No passado existia um fio trançado, recoberto de borracha especial, que era muito adequado para este tipo de linhas. Depois a fabricação dos mesmos foi aparentemente abandonada e, por exemplo, a Pirelli, aqui no Brasil sequer responde às consultas que se fazem sobre o assunto. No entanto, para instalação de antenas de 1/2 onda, rápidas, a linha trançada é ótima. Conseguimos "fabricar destas linhas" trançando fio flexível, nº 16 utilizando um simples processo de torção, tomando dois fios esticados em paralelo. Lamentável que não mais exista no comércio este tipo de linha de 75-80 Ohms.

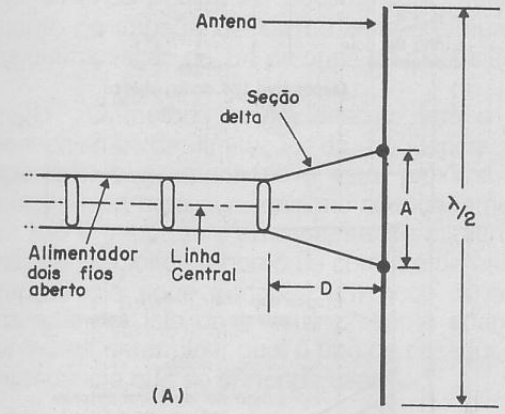
Alimentação com dois fios, utilizando "casamento" delta

Um sistema popular para alimentar antenas de 1/2 onda utiliza uma linha de transmissão, balanceada, aberta. Devido as dificuldades de constrição a linha aberta de dois fios usualmente não tem uma impedância característica para casar com a impedância de entrada da antena. Uma linha, deste tipo, tem uma Z_O de 400 a 700 Ohms. Se esta linha for usada para alimentar uma antena de 1/2 onda que tenha uma impedância de entrada de 73 Ohms é preciso inserir um dispositivo qualquer para efetuar o casamento. Um método semelhante ao da abertura já descrito para a linha trançada pode ser utilizado. Neste caso, denomina-se de "casador delta".

Um exemplo prático de um dispositivo delta pode ser apreciado na **figura 7**. O casamento delta é obtido pelo afastamento dos

condutores da linha, quando se aproxima da antena. Consideremos que a linha tem uma impedância característica de 600 Ohms. A impedância no centro da antena é de 73 Ohms. Deste modo, a seção delta deve ter uma impedância de entrada de 600 Ohms para dar uma terminação adequada a linha. Partindo do centro da antena, para qualquer dos extremos, existirá uma ponto em que a impedância será igual a impedância de saída da seção delta. A seção delta será então ligada nestas distâncias, em cada lado da antena (distância a partir do centro da antena).

Do ponto de vista elétrico a seção delta é parte da antena e introduz, portanto, uma perda de radiação, que é uma de suas desvantagens. Outra desvantagem é que precisa ser utilizado um processo de "corte-acerto" para determinar as dimensões "A" e "D" da seção delta (**figura 7**). Como (A) e (D) podem ser variados, o ajuste é difícil. A vantagem da seção delta é que permite a utilização de linhas balanceadas de transmissão. Isto significa que há pouca radiação, o que permite a existência de outras antenas próximas, com efeito mínimo. Na **figura 7B** podemos apreciar um grupo de antenas utilizando dispositivos delta. A esta disposição dava-se o nome de "parque de antenas" e alguns mais imaginosos denominavam de "fazenda de antenas".



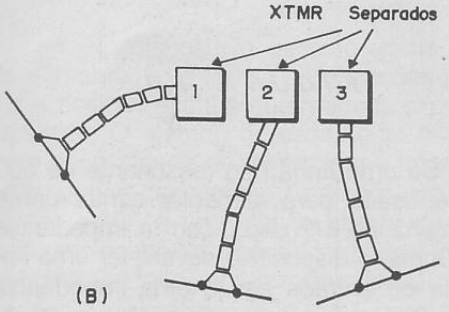


FIGURA 7

Alimentação de dois fios com "casamento T"

Um método de alimentação que tem algumas vantagens sobre o método de seção delta, é o denominado "casamento T" (**figura 8A**). A diferença essencial entre o delta e o "T" é na configuração da seção de "casamento". Quando a antena consiste de um condutor tubular, o método "T" é fácil de ser construído em comparação com o delta. Além disto as dimensões do casamento "T" não é tão crítico como o delta.

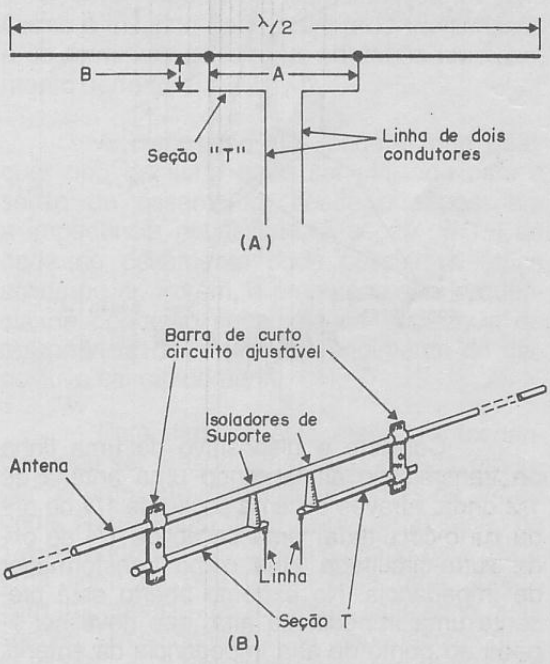


FIGURA 8

Um desenho da aparência física de uma antena alimentada por uma linha de dois fios, com casamento "T" pode ser visto na **figura 8B**. Nesta disposição, são usados isoladores para suportar o conjunto e a linha pode ser ligada a seção de "casamento", utilizando simples terminais ou lâminas soldadas. O ajuste da dimensão "A" pode ser ajustada pelas barras designadas por (1) e (2). A perda de radiação da seção "T" é menor que na dis-

posição delta. Porém, deve-se ter em mente que a seção "T" faz parte do sistema irradiante em **não** do alimentador não ressonante. Isto é importante.

Alimentação por dois fios utilizando dispositivos "J"

Outro método de alimentar uma antena ressonante de 1/2 onda é por meio de uma seção de "casamento" tipo "J" (**figura 9**).

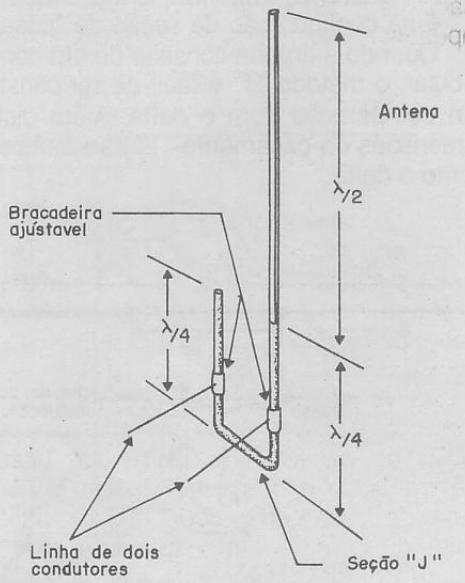


FIGURA 9

Consiste o dispositivo de uma linha de transmissão alimentando uma antena de 1/2 onda, através de uma seção de 1/4 de onda curto-circuitada. Uma seção de 1/4 de onda curto-circuitada atua como transformador de impedância. No extremo aberto está presente uma impedância alta, que deve ser ligado ao ponto de alta impedância da antena. A impedância da linha é relativamente baixa quando comparada com o extremo aberto da seção de "casamento". Em conseqüência, as linhas são ligadas próximas ao extremo curto circuitado do dispositivo "J", com facilidades de ajuste para obter o melhor rendimento.

A antena com dispositivo de casamento "J" é muito utilizada em unidades móveis onde a simplicidade de operação é importante. Cumpre fazer notar aos nossos leitores que atualmente proliferam cem antenas, senão milhares de tipos de antenas e dispositivos de balanceamento ou casamento de impedâncias. Porém, basicamente, os tipos aqui descritos são o que se poderia dizer de "solidamente" adequados para transmissão, baseados em larga experiência em condições severas de comunicações.

Alimentaçãp de dois fios utilizando casador de pontas (stub).

Um método de alimentação que utiliza seções de uma linha de transmissão ligada a uma linha não ressonante que, por sua vez, é ligada a antena, é conhecido como "casamento de pontas". O dispositivo consta usualmente de uma seção de 1/4 de onda de uma linha aberta ou curto-circuitada, se bem que pontas mais longas podem ser utilizadas. Na **figura 10** temos dois destes tipos. Na **figura 10A** é do tipo de pontas abertas e no **10B**, de pontas curto-circuitado.

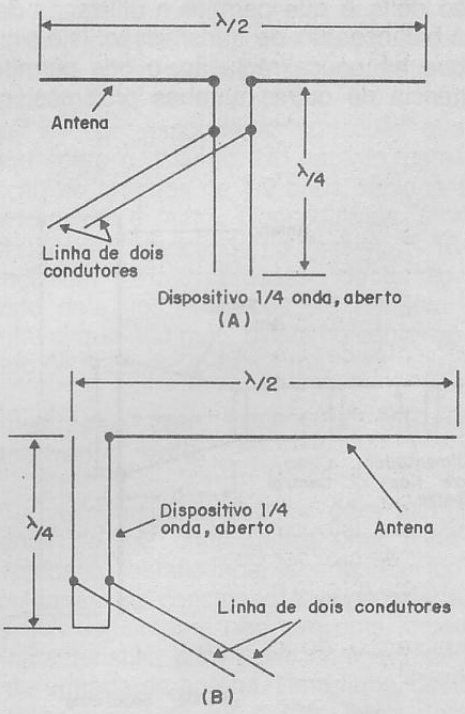


FIGURA 10

Se uma linha não ressonante de 600 Ohms é usada para alimentar centralmente uma antena de 1/2 onda, com a impedância de 70 Ohms, o dispositivo deverá ter uma impedância de entrada alta e uma impedância de saída baixa, como se vê na **figura 10 A**. Um extremo de.um dispositivo de 1/4 de onda

é ligado aos terminais de baixa impedância da antena. Pelo que já vimo, ùma linha de 1/4 de onda atua como um transformador de impedância. A impedância ao longo destas pontas cresce até um máximo no extremo aberto. Em um ponto ao longo desta extensão a impedância casa com a impedância da linha. No caso que estamos tratando, isto ocorre a uma curta distância dos terminais de antena e a linha de transmissão as pontas nesta posição.

O dispositivo de 1/4 de onda, curto-circuitado pode ser usado, como em **10A** para alimentar uma antena de 1/2 onda, no extremo. Já em **10 A** a linha é ligada ao dispositivo próximo ao extremo de baixa impedância. Isto leva a um certo desequilíbrio ao **carregar-se** a linha de transmissão. Isto não deve exceder de 10%.

Se a linha não puder ser próxima da antena para que se possa usar dispositivos de 1/4 de onda, poderão ser usadas "pontas" mais longas. Por exemplo, pontas abertas e números ímpares de quarto de onda de extensão podem ser substituídos por pontas de 1/4 de onda, como se vê em **10A**. Na **figura 10B** qualquer número ímpar de comprimentos de 1/4 de onda podem ser substituídos. O casamento de impedância com a linha é efetuado na última seção de 1/4 de onda do dispositivo.

O método acima descrito tem o inconveniente de limitação da freqüência de operação e a antena deve estar próxima da ressonância para que funcione adequadamente. Isto é importante em antenas de alimentação central, onde o ponto de corrente de baixa impedância pode tornar-se um nodo de alta impedância. Isto deve estar presente quando se busca determinar qual o tipo de casador de impedância que se pretende usar.

Alimentação de dois fios utilizando casador "Q"

No dispositivo descrito acima a linha de alimentação é ligada a derivações na pontas e posição exata é determinada experimentalmente. O método de casamento "Q" elimina a necessidade de determinar a impedância correta, por derivações. O dispositivo de casamento "Q" é uma seção aberta de 1/4 de onda, colocado em série com uma linha de transmissão não sintonizada. Possui um impedância de entrada que casa com a impedância da linha e uma impedância de saída que se casa com a impedância de entrada da antena.

Como Z_o é a impedância característica da linha e C_a, a impedância terminal da antena, teremos:

$$Z_q = \sqrt{Z_o Z_a}$$

Onde Z_q é a impedância característica da linha utilizada na seção de casamento. Por exemplo: se um linha de 600 Ohms é usada para alimentar uma antena com uma impedância de entrada de 70 Ohms, teremos:

$$Z_q = \sqrt{(600)_x(70)} =$$

$$\sqrt{42.000} = 205 \text{ Ohms}$$

Se uma seção de 1/4 de onda de uma linha com impedância característica de 205 Ohms é inserida entre a linha de transmissão e os terminais de antena, obtém-se um casamento perfeito.

A disposição "Q" permite que qualquer tipo de linha pode ser utilizada para a seção de casamento, desde que possuam a impedância necessária. A seção de 1/4 de onda de casamento pode possuir dielétrico sólido ou ar. Porém, a proporção que freqüência de operação se afasta da freqüência de ressonância da antena, o rendimento do dispositivo cai rapidamente.

Para diminuir este efeito a impedância pode ser "casada" em duas etapas, em lugar de uma. Isto requer duas seções de 1/4 de onda. No exemplo dado acima, uma seção de 1/4 de onda de 205 Ohms é usado para casar uma linha de 600 Ohms para uma antena com impedância de 70 Ohms. Utilizando duas seções, seleciona-se uma impedância intermediária, e a impedância característica da primeira seção é determinada pela fórmula já apresentada. Por exemplo: a primeira seção casa uma linha de 600 Ohms a uma impedância de 300 Ohms. Temos, assim:

$$Z_{q1} = \sqrt{(600)_x(300)}$$

$$\sqrt{180.000} = 425 \text{ Ohms}$$

A impedância característica da primeira seção é 425 Ohms. A impedância de entrada é 600 Ohms e a impedância de saída, 300 Ohms. A segunda seção de 1/4 de onda deve

ter uma impedância de entrada de 300 Ohms e uma impedância de saída dem 70 Ohms. Sua impedância característica deverá ser:

$$Z_{q2} = \sqrt{(300)x(70)}$$

$$\sqrt{21.000} = 145 \text{ Ohms}$$

A segunda seção poderá então ser ligada diretamente aos terminais de antena. Como foi dito anteriormente, não existem limites nos tipos de linhas utilizadas para formar uma seção de "casamento".

Alimentação por linha coaxial

Os cabos coaxiais utilizando dielétrico sólido, podem ser construídos com a impedância característica igual a impedância de entrada de uma antena alimentada no centro. Isto, sem dúvida, facilita ao extremo a questão de linhas de alimentação para antenas com alimentação central, que são, genericamente, chamadas de "doublet" (doublê). O condutor interno é ligado a uma das "pernas" da antena e o condutor externo (quase sempre malha metálica) é ligada a outra "perna". Esta disposição introduz um certo desequilíbrio e, por isto, é utilizado um dispositivo para restaurar o equilíbrio, denominado popularmente de "bazuca". Se o cabo coaxial não possuir a impedância que permita o casamento direto com a antena, é possível utilizar a disposição de "pontas de dois fios". Outro método é o uso de seções "Q" de linha coaxial. Também podem ser usadas linhas coaxiais abertas para alimentar a antena. Isto se utiliza muito em certos tipos especiais de transmissão.

Casamento artificial da linha

Os sistemas de casamento são utilizados porque qualquer desequilíbrio entre a linha de transmissão e antena podem ocasionar ondas estacionárias que diminuem a eficiência da transferência de energia desde o transmissor para a antena e, no caso de transmissores com semicondutores, podem até ocasionar a destruição destes. Como as linhas de transmissão tem constantes distribuídas é possível substituir estas constantes distribuídas da seção da linha, com bobinas e capacitores para obter o casamento de impedâncias. Estes métodos utilizando grupos de bobinas e capacitores denomina-se de "casamento artificial".

A principal vantagem de uma linha artificial sobre um trecho da linha de transmissão, na questão de casamento de impedância é o pequeno espaço ocupado pelas constantes agrupadas (bobinas e capacitores). Bobinas e capacitores, envolvidos em material a prova de intempéries podem ser instalados diretamente nos terminais de entrada da antena. O principal uso deste tipo de "linha" é baixar as freqüências, onde uma seção de linha equivalente teria extensão física excessiva.

Na **figura 11** temos várias linhas artificiais. Nas posições (A) e (B) são utilizadas linhas de alta impedância para alimentar uma antena que tenha uma entrada de baixa impedância. As bobinas são divididas igualmente entre os dois condutores da linha para manter o equilíbrio da mesma. Na posição "C" e "D" a linha de baixa impedância é utilizada para alimentar uma antena ressonante que tem uma impedância de entrada elevada. Neste caso também as bobinas são divididas para preservar o equilíbrio da linha, com os capacitores colocados apropriadamente como se indica na **figura 11.**

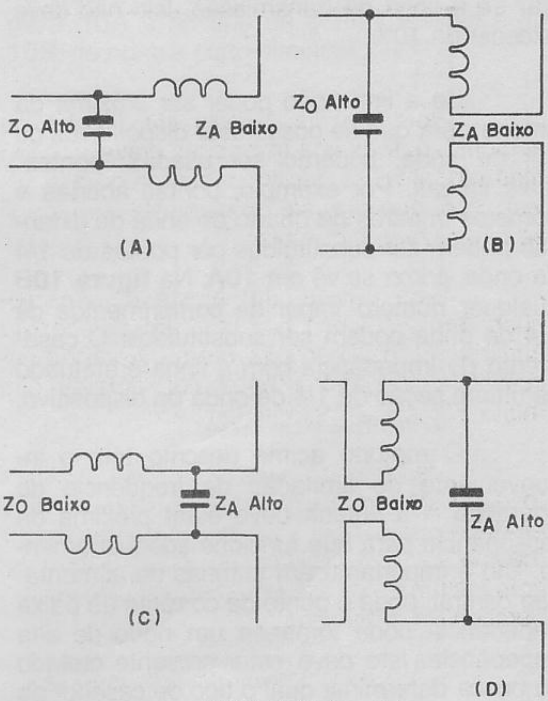


FIGURA 11

Continua na próxima Revista.

TAPE TESTER
Para gravadores

Sérgio R. Antunes

Hoje em dia, o hobbista, técnico ou audiófilo, que deseja fazer suas gravações em fitas cassetes, se depara com uma grande dúvida: será que o ajuste do bias está correto? E se não estiver, o que fazer?

Sem dúvida, um ajuste de bias requer, em condições normais, um gerador de áudio e um osciloscópio. Além da grande necessidade de instrumentos, os ajustes são muito críticos na maioria das vezes.

Neste artigo, apresentamos um circuito que permitirá você efetuar ajustes de bias em tape decks, quer seja de uso doméstico ou mesmo de uso profissional, dispensando os dois instrumentos até então imprescindíveis: o gerador e o osciloscópio.

O circuito, testado e aprovado, é de fácil montagem, com componentes baratos e fáceis de localizar. Este circuito é, na verdade, mais uma brilhante aplicação do operacional 741.

Antes de descrevermos o circuito e ver a parte prática, vamos considerar os princípios do bias e sua necessidade durante a gravação.

Polarização bias

Todo material magnético (inclui a fita K7) possui a denominada curva de histerese, que representa o comportamento de orientação dos elementos magnéticos quando lhe é aplicado um campo magnético externo.

A **figura 1** ilustra esta curva de histerese.

Esta curva mostra qual é a melhor região para magnetização.

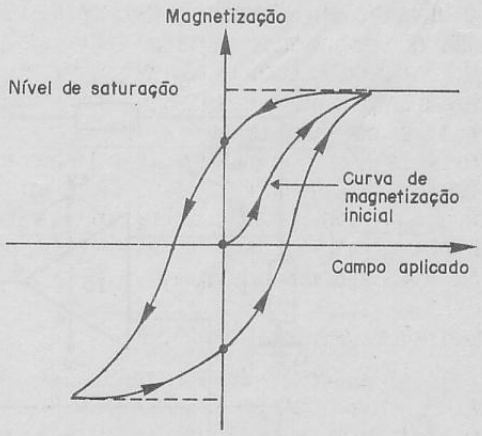


FIGURA 1

Durante a gravação de áudio, se esta curva não for linear, ocorrerá uma forte distorção no sinal gravado.

Para contornar esta distorção, aplica-se na fita uma corrente CA com uma freqüência bem superior a que será gravada. Este processo é chamado de **bias** ou polarização do cabeçote.

O bias serve também como sinal de apagamento.

A **figura 2** ilustra o efeito do bias na resposta de freqüência.

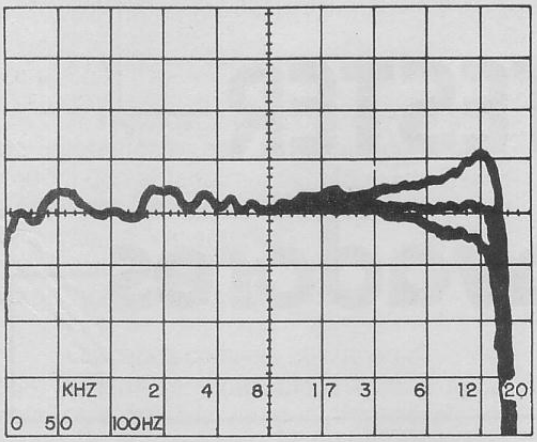


FIGURA 2

Se o ajuste do bias estiver abaixo do nível ideal, a resposta de freqüência é caracterizada por um som "apimentado" com excessos de picos agudos.

Se o ajuste do bias estiver correto, haverá uma resposta nas altas freqüências satisfatória.

Por outro lado, se o bias assumir um valor muito maior que o nível ideal, a resposta de freqüência se caracterizará por um som abafado, insípido e monótono.

Um perfeito ajuste de bias deve proporcionar uma resposta de freqüência plana, apresentando excelente performance, tanto nas altas como nas médias freqüências.

Este nosso projeto possibilitará fazer os ajustes necessários no circuito de bias de tape deck a fim de se obter uma resposta plana em todas as freqüências.

Descrição do circuito

O circuito da **figura 3** consiste basicamente em um oscilador de ponta de WIEN que produz uma forma de onda com cerca de 3% de distorção harmônica: um sinal bem adaptado para testar o nível de bias. Ao contrário do que muitos pensam, não é necessário um sinal com super distorção para ajustar o nível de bias.

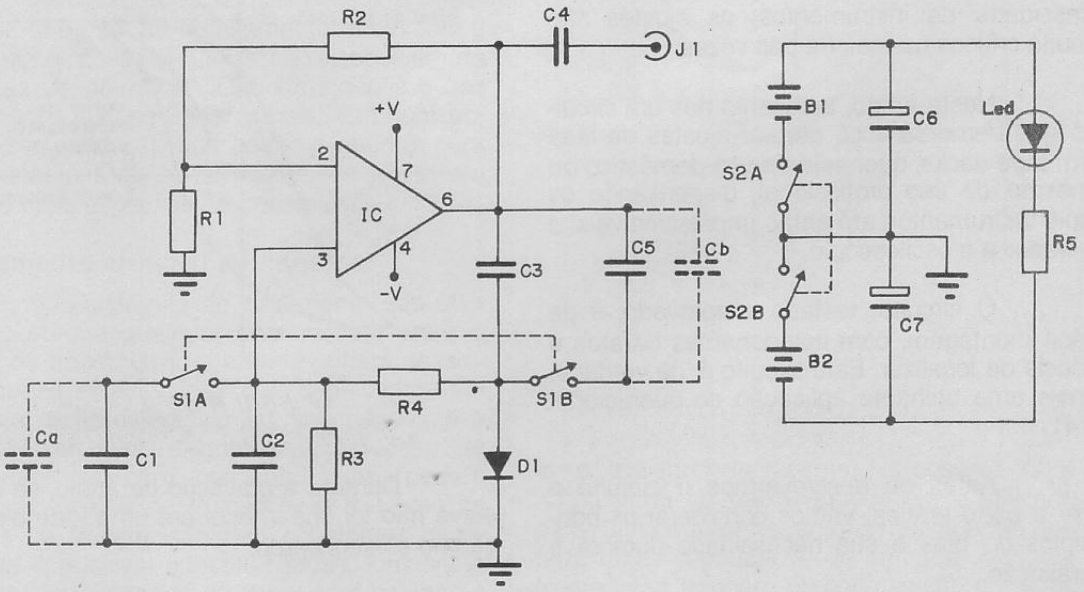


FIGURA 3

A saída de baixa freqüência é determinada pelos resistores R3 e R4 e capacitores que determinam a faixa de freqüência.

C2 e C3 estipulam as altas freqüências, enquanto que C1 e C5 favorecem as médias freqüências.

C2 e C3 estão permanentes ao circuito, enquanto que C1 e C5 são chaveados por meio de S1.

Ca e Cb são capacitores para alterar as médias freqüências. Na prática, eles não são necessários, pois, usando capacitores de disco cerâmico, obtem-se os valores ideais. Contudo, para o leitor mais exigente e meticuloso, esses capacitores são uma boa opção, gerando a freqüência de 700 Hz.

Selecionando a faixa via chave S1, obtem-se, além de valor de freqüência diferente, e produz uma variação cerca de 0,5 dB entre o nível de saída para alta e média freqüência.

Utilizando capacitores de tolerância máxima de 5% e resistores de 5%, obtem-se oscilação nas freqüências de 1000 Hz e 11 KHz (11000 Hz).

C4 e C5, ao serem acionados pela chave S1, geram a freqüência de 1 KHz.

C1 e C2 geram 11 KHz.

A tabela abaixo irá ajudar a entender o princípio de funcionamento deste circuito:

$$FC = \frac{1}{6{,}28\ RC}$$

Onde:
FC = Freqüência de Ressonância na saída

R = Resistores R3 e R4, que fazem parte da realimentação do amplificador operacional IC1 (741) R3 e R4 somam 30 K.

C = Capacitores da constante de tempo de realimentação. Quando a chave S1 estiver desligada, o circuito terá C2 e C3.

Quando a chave S1 for comutada, o circuito terá as capacitâncias de C1 + C2, e C3 + C5.

Com isso, concluímos que, através da chave S1, se associa os capacitores, ora em série, ora em paralelo.

No caso de associação paralela, temos que todos os capacitores estarão submetidos a uma tensão. Isto implica em que o capacitor equivalente será a soma das capacitâncias que compõem a associação.

A **figura 4** ilustra a associação em paralelo. Sendo C1 = 22 µF e C2 = 100 µF, a capacitância total será: Ct = 122 µF.

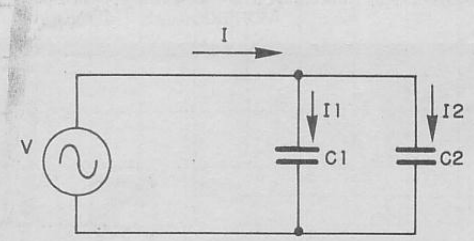


FIGURA 4

No caso de uma associação em série (**figura 5**) o inverso do capacitor equivalente dos capacitores que compõem a associação, logo temos:

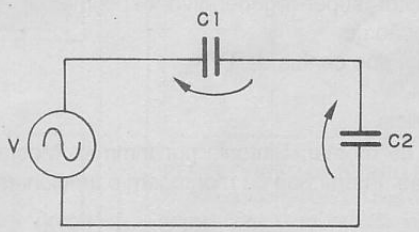


FIGURA 5

$$Ct = \frac{C1 \times C2}{C1 + C2}$$

$$Ct = \frac{22 \times 100}{22 + 100} = \frac{2200}{122}$$

$$Ct = 18\ \mu F$$

Como sabemos, o capacitor apresenta certa oposição à passagem de um sinal de CA, oposição essa conhecida como reatância capacitiva.

A reatância capacitiva de um capacitor diminui quando aumentamos a sua capacitância. E, conseqüentemente, quando a reatância capacitiva de um capacitor diminui, aumenta a freqüência do sinal. Este é o princípio básico do funcionamento do TAPE TESTER.

Outros componentes

IC: é o amplificador operacional na configuração de oscilador.

R1 e R2:formam o circuito de polarização do IC.

C4 :faz o acoplamento da saída do oscilador. Através do borne J1 será retirado o sinal para teste do Deck.

D1:é diodo limitador de picos.

Led1: serve como indicador luminoso de que o tester está ligado e funcionando.

R5: faz a polarização do led, servindo ainda como proteção.

C6 e C7: são os filtros para a alimentação do 741 que diminuem as oscilações de alimentação e filtram qualquer sinal espúrio.

Foram utilizadas duas baterias de 9 V cada a fim de produzir a alimentação necessária para o IC741. Ele requer uma tensão de 9 V positivos no pino 7 e 9 V negativos no pino 4.

O capacitor C7, além de filtro, serve para mudar o referencial da fonte de -9 V.

Montagem e uso

As **figuras 6** e **7** ilustram a placa de circuito impresso deste circuito. Por se tratar de um aparelho de teste, todo esmero na montagem será importante. Utilize componentes de boa qualidade e com tolerâncias conforme especificado pela lista de componentes.

A **figura 8** ilustra a conexão entre o Tape Tester e o Deck. Ilustramos a versão mono. Para a versão estéreo, repetir o teste duas vezes, uma para cada canal.

Ajuste S1 para 1000 Hz e ajuste o nível de gravação do tape deck para o dB (o VU) no medidor do Deck (meter). Em seguida, ajuste o nível de controle para -20 dB no meter.

Grave alguns segundos o sinal de 1000 Hz e depois comute S1 na outra posição para 11000 Hz.

Quando você reproduzir esta fita, note atentamente os níveis apresentados de 1000 Hz para 11000 Hz.

O melhor ajuste de bias é aquele que emparelhar com os dois sinais de Tape Tester, ou seja, entre 1 KHz e 11 KHz.

Lista de componentes

Resistores
R3, R4 - 15 K (marrom, verde, laranja)
R1 - 43 K (amarelo, laranja, laranja)
R2 - 100 K (marrom, preto, amarelo)
R5 - 2K2 (vermelho, vermelho, vermelho)
Todos os resistores são de 1/4 W, 5% tolerância.

Capacitores
C2, C3 - 0,001 µF, cerâmico disco
C4 - 0,047 µF, cerâmico disco

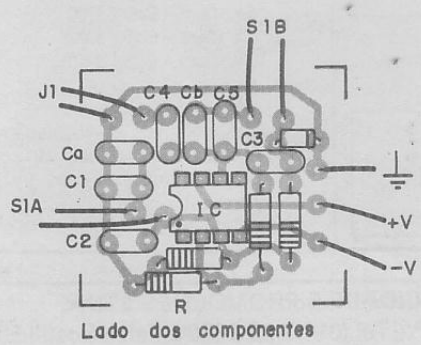


FIGURA 6

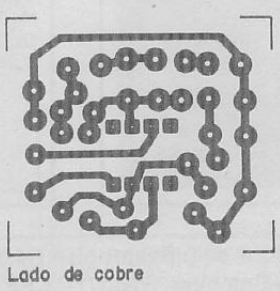


FIGURA 7

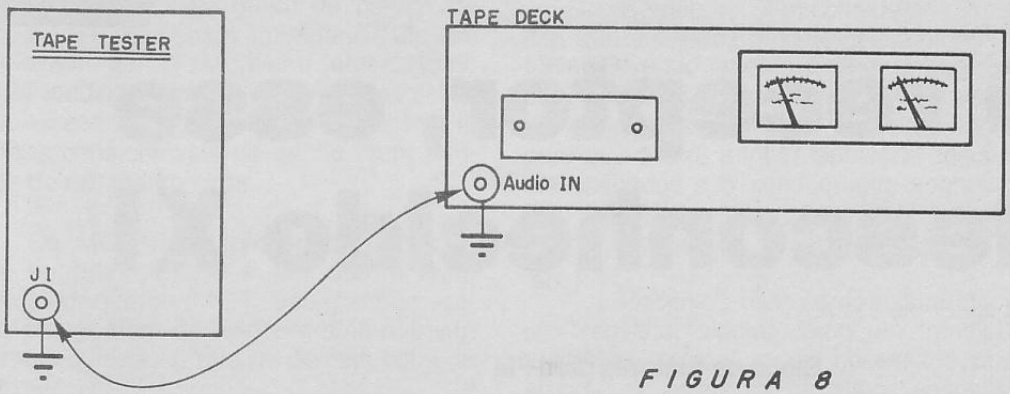


FIGURA 8

C4, C5 - 0,01 µF, cerâmico disco
C6, C7 - 100 µF eletrolítico, 16 V
Ca, Cb - (opcional) 0,001 µF ou 0,002 µF cerâmico disco (ou micro trimer). A inclusão de Ca e Cb em paralelo com C1 e C5 produz uma oscilação de 700 Hz ao invés de 1000 Hz.

Semicondutores
IC1 - 741 - amp. operacional
D1 - 1N456A ou 1N60 - diodo germânio
Led - Led vermelho, corrente de 10 mA

Diversos
B1, B2 - baterias 9 Volts
J1 - Phone Jack
S1, S2 - chave ON/OFF, duas posições (tipo HH)
soquete para CI741

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$ 300,00 mais as despesas postais.

O receptor, esse desconhecido XI

Bloco de Sintonia para FM

Josir Cavalcanti

Com este artigo, completamos nosso ciclo de estudos da recepção em FM. Nos artigos anteriores (revistas Nº 12 à 14), tratamos do amplificador de FI, demodulação e do cálculo da cobertura da banda em que é feita a radiodifusão em FM, que vai de 88 a 108 MHz.

Nesse último artigo, havíamos considerado o emprego de um capacitor variável dotado de duas seções para FM com capacitância máxima de 20 pF e trimmers com capacitância máxima de 5 pF para cada uma das seções.

Para esse variável, seriam empregadas bobinas com indutância de 55 nH para a faixa de RF e de 40 nH para o oscilador local, sendo que seriam associados às duas seções do variável capacitores de compensação com valores de 33 pF.

Nestas condições, a seção de RF, ao sintonizar a freqüência inicial da faixa, que é de 88 MHz, terá 59,52 pF de capacitância total e 55 nH de indutância e a seção oscilatora, na mesma situação, sintonizando a freqüência de 98,7 MHz, terá capacitância total de 64,81 pF e indutância de 40 nH.

Esses dados terão grande importância no desenvolvimento do projeto, como veremos logo em seguida.

O primeiro ponto a ser considerado, nesta altura, será o elemento ativo a ser utilizado na montagem do bloco de sintonia. Podemos escolher entre válvulas eletrônicas, transístores bipolares, transístores de efeito de campo e circuitos integrados.

Os circuitos integrados, como sabemos, contêm um circuito complexo em um único chip, exigindo uns poucos componentes perféricos de polarização, em parte devido à dificuldade de integrá-los e para possibilitar ao usuário alterar ligeiramente o funcionamento do integrado.

Existem circuitos integrados que contêm em seu interior não só o bloco de sintonia como o amplificador de FI e demodulador completos, se bem que a grande maioria dos integrados de RF não responde satisfatoriamente em VHF, pelo que a solução mais adotada vem sendo usar os integrados apenas no canal de FI.

O emprego de válvulas traz um grande número de inconvenientes. Será necessário uma tensão de no mínimo 80 V para os anodos (placas), além de consumirem potência considerável nos filamentos. Atualmente, as válvulas são usadas apenas na transmissão, pela facilidade com que manipulam potências elevadas. Para aplicações de baixo sinal, a preferência tem recaído sobre os transístores.

Dentro dos transístores, temos duas opções: o transístor bipolar e o de efeito de campo; esse último se apresentando de três formas: o J–FET, MOS–FET de enriquecimento e MOS–FET de empobrecimento, os mais populares são os dois primeiros tipos.

O transístor bipolar de silício, na atualidade, apresenta ganho elevado, grande estabilidade dispensando neutralização, impedância de entrada razoável e custo baixo.

O transístor de efeito de campo de junção J–FET, apresenta impedância de entrada elevada, ganho razoável e fator de ruído bastante reduzido. Um de seus maiores defeitos é a excessiva tolerância de fabricação. Há diferenças consideráveis de ganho entre transístores de um mesmo lote.

Os MOS–FET apresentam impedância de entrada elevada e um desempenho ainda melhor que os J-FET. Seu grande pecado é o preço, além de exigirem uma manipulação mais cuidadosa que os demais tipos de transístores.

Um outro ponto a ser considerado será a configuração a ser adotada na construção do bloco de sintonia. Como vimos anteriormente, é obrigatório o emprego do amplificador de RF na entrada para evitar que o sinal produzido pelo oscilador local venha a ser irradiado pela antena.

Esse amplificador de RF não deve, necessariamente, ter um ganho muito elevado, porém, seu fator de ruído deve ser baixíssimo, já que a relação sinal/ruído de todo o receptor depende, em grande parte, da relação sinal/ruído da etapa de entrada.

Por outro lado, normalmente, nossa etapa é aplicada a tensão de CAG, de modo que se reveste de grande importância.

Restam, portanto, as etapas do oscilador local e do misturador e as opções de usar duas etapas independentes ou um oscilador-misturador.

O emprego de um oscilador-misturador, em que pesem algumas inconveniências, tem como vantagem imediata a redução do custo final do dispositivo.

O emprego de um oscilador local independente traz como vantagem imediata uma maior estabilidade de seu funcionamento, pois ficará totalmente isolado da antena, sendo afetado apenas pelo CAF, quando for usado. Além disso, o misturador proporciona um maior ganho em FI.

Desta forma, adotaremos a configuração completa, com um amplificador de RF na entrada, um oscilador local e um misturador ou mixer. Dentro do que havíamos visto antes, o elemento ativo de cada uma dessas etapas será um transístor.

Comecemos a considerar o misturador, que é a etapa final do nosso bloco de sintonia, devendo receber o sinal entregue pelos outros dois. Como sabemos, o misturador deve, obrigatoriamente, ser um tanto não-linear para que ocorra a intermodulação dos sinais a ele aplicados e o conseqüente aparecimento das freqüências resultantes do batimento, ou seja, a FI desejada.

Podemos usar como misturador tanto um transístor bipolar como um transístor de efeito de campo, sendo necessário que em ambos os casos, o transístor opere não-linearmente, o que é conseguido mediante a escolha do ponto de funcionamento, ou seja, das condições de polarização.

Na verdade, um transístor bi-polar funcionando linearmente como um amplificador em classe A pode, perfeitamente, trabalhar como um misturador, sendo o batimento realizado na junção base-emissor, que se comportará como um diodo. Assim, o conjunto irá funcionar como um misturador a diodo seguido por uma etapa amplificadora.

No caso dos transístores de efeito de campo, será necessário estudar cuidadosamente suas curvas de característica e procurar os pontos não-lineares e fazer a polarização de tal modo que o ponto quiescente do transístor se situe na parte curva da reta do gráfico de transferência. Um exemplo disso é o que vemos na **figura 1**. O ponto P corresponderia a uma condição não-linear de funcionamento do transístor J-FET BF245A.

A grande desvantagem do emprego de FETs como misturadores reside no fato de exigirem um sinal de grande intensidade da parte do oscilador local. Isso não só compromete o funcionamento do próprio oscilador como facilita grandemente a irradiação desse sinal, o que deve ser evitado.

Em decorrência disso, deveremos utilizar um transístor bipolar como misturador, sendo adotada a configuração ilustrada na **figura 2**. Como podemos observar, a etapa tem todas as características de um amplificador de FI, sendo R1 o resistor de polarização de Base; R2, o resistor de coletor e R3, o resistor de emissor, cujas funções serão analisadas agora.

Como podemos observar, R3 desacoplado por meio de um capacitor "bay-pass" te-

ria efeito apenas na estabilização do ponto de funcionamento do transístor. Porém, na situação em que se encontra, irá introduzir uma certa realimentação negativa entre emissor e base, que reduzirá o ganho do transístor ao mesmo tempo em que irá provocar um aumento de sua impedância de entrada, a qual será igual a hie, somado ao produto R3xhfe. Desta forma, poderemos fazer com que a impedância de entrada do mixer seja suficien-

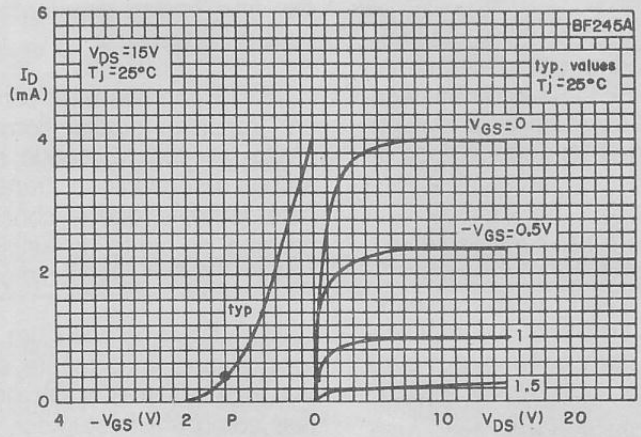


FIGURA 1

temente alta para não "carregar" nem o circuito-tanque do amplificador de RF nem o oscilador local.

R2, por seu turno, introduz uma grande variação da tensão VCE em função das variações da corrente de coletor do misturador.

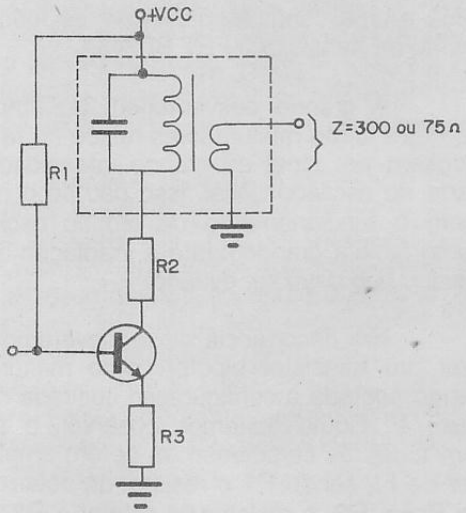


FIGURA 2

Essas variações do VCE forçam ainda mais a não-linearidade do misturador e compensam grandes variações da amplitude da portadora, mantendo a amplitude do sinal de FI na saída mais ou menos constante.

Restar-nos-ia, agora, apenas calcular a corrente de coletor do transístor, ou melhor, escolher o transístor mais conveniente, calcular a corrente quiescente e, a partir dela, os valores dos resistores de polarização.

O transístor misturador deverá ser eficiente apenas na freqüência da FI escolhida, ou seja, 10,7 MHz de modo que sua freqüência de transição deverá ser pouco maior que os 10,7 MHz. Normalmente, são escolhidos para esse fim transístores usados como amplificadores de FI, e um dos tipos mais conhecidos e populares entre nós é o BF494, que veio substituir o BF254. Poderemos, portanto, usar um BF494 como misturador.

Em princípio, a corrente quiescente poderia ter qualquer valor, porém, é evidente que um valor excessivo será contra-producente; o transístor poderá se tornar instável, além de se tornar bastante ruidoso. Uma corrente muito baixa, por seu turno, não permite um ganho de potência suficiente, de modo que se adota um valor de compromisso para IC. Tradicionalmente, se adotam valores em torno de 1 mA. Podemos, nesse caso, fixar inicialmente em 1 mA a corrente quiescente do misturador.

Resta agora impor a queda de tensão entre os terminais de R3 e, portanto, seu valor, da mesma forma, ainda não foi imposto o valor de VCC, que é bastante importante.

Via de regra, os valores de VCC são múltiplos de 1,5 V, que é a tensão fornecida por uma única pilha. Assim, teremos 3 V; 4,5 V; 6 V; 9 V; 12 V etc., sendo preferenciais os valores resultantes de uma associação par de pilhas, ou seja, 3 V, 6 V, 9 V e 12 V. Para aparelhos portáteis, os valores mais comuns são 3 e 6 V. Para aparelhos destinados a serem instalados em automóveis ou alimentados a partir de uma fonte de alimentação, usam-se 9 e 12 V. A vantagem de um VCC relativamente elevado é que a tensão coletor-base é maior e, conseqüentemente, a capacitância entre coletor e base diminui reduzindo o perigo de realimentação interna, ou seja, a necessidade de neutralização.

Malgrado o acima exposto e tendo em vista as facilidades construtivas que uma tensão de alimentação mais baixa traz, imporemos para VCC o valor de 6 V. Assim, a máxima queda de tensão admissível em R3 será de 0,6 V; o que lhe dará um máximo de 600 Ohms, mais concretamente, o maior valor admissível para R3 será de 560 Ohms.

Nesta altura, no entanto, convém determinarmos a impedância de saída, tanto do oscilador local como do amplificador de RF, sendo preferível que essas impedâncias igualem a impedância de entrada do misturador, tanto para que a transferência de energia seja máxima, como para evitar os incômodos de uma linha de RF descasada.

Observemos a **figura 3** onde ilustramos o diagrama em blocos do sintonizador. Para o amplificador de RF temos duas opções válidas: ou fazemos sua entrada sintonizada, acoplando a antena diretamente ao circuito de sintonia, ou fazemos sua saída sintonizada.

Como a antena tem impedância característica muito baixa, 75 ou 300 Ohms, conforme o tipo, segue-se que é bastante difícil acoplarmos a antena a um circuito-tanque e obter um valor de Q suficientemente alto, de modo que será mais simples situarmos esse circuito na saída do amplificador de RF. Assim, a impedância de entrada do misturador deverá ser casada com a impedância do circuito-tanque e, paradoxalmente, antes de fixarmos o valor de R3 e de R1, deveremos analisar esse valor de impedância, bem como a forma pela qual será feito o acoplamento.

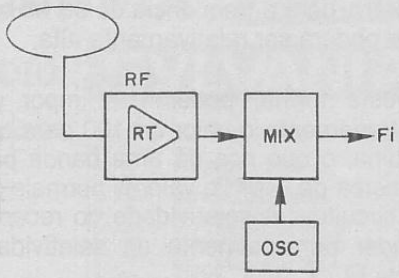


FIGURA 3

Como sabemos, a impedância de um circuito sintonizado é função da relação L/C e do Q do circuito. No caso de um circuito de sintonia variável, como esse, teremos que considerar a impedância do circuito para cada valor do variável, ou, o que é mais fácil, para o centro da faixa.

Nestas condições, fazemos a seguinte operação matemática: $(88 + 108) \div 2 = 98$, ou seja, o centro da faxa será a freqüência de 98 MHz. Considerando-se que a bobina terá a indutância de 55 nH, a partir da velha fórmula $f = 159 \div VLC$ podemos determinar facilmente a capacitância do circuito tanque, que será de 47 pF. Desses 47 pF, 33 são do capacitor posto em paralelo, 5 são do trimmer, de modo que a capacitância do variável será de 9 pF. Esse dado terá importância depois, como veremos a seguir.

Muito bem. O Q da bobina irá determinar a banda passante do circuito-tanque, como vimos sobejamente nos artigos anteriores, de modo que, normalmente, se impõe o valor do Q em função da banda passante desejada.

Uma bobina de 0,055 μH, normalmente, é constituída por umas três espiras de fio nú com espaçamento, diâmetro de 5 mm; de modo que, para uma freqüência baixa, o Q dessa bobina seria consideravelmente elevado, já que a resistência ôhmica do fio seria totalmente despresível.

Na faixa de VHF, porém, se manifesta o EFEITO PELICULAR. A corrente, ao invés

de usar toda a área da seção do condutor, se concentra apenas em sua periferia, reduzindo, desta forma, a área útil do condutor com o efeito de um aumento considerável da resistência. Assim, a resistência para CC da bobina poderá ser considerada como sendo igual a zero, porém, para a freqüência de 98 MHz, a resistência poderá ser relativamente alta.

Desta forma, poderemos impor um tanto arbitrariamente o valor de 100 para o Q dessa bobina, o que nos dá uma banda passante de cerca de 1 MHz, valores normais para esses circuitos. A seletividade do receptor irá depender principalmente da seletividade do canal de FI.

Com esses dados, podemos calcular a impedância do circuito-tanque:

$$Z = \frac{0{,}055\ \mu H}{47\ pF} \times 100$$

Para ser possível efetuar os cálculos deveremos converter esses valores para o mesmo sub-múltiplo. Adotando-se o pico-Henry, a bobina terá, portanto, 55000 pH e, a impedância será de:

$$100 \times V(55000 \div 47) = 3420\ Ohms$$

Esse valor parece bastante baixo, quando comparado com os valores de impedância de circuito-tanque vistos quando estudamos a recepção na faixa de OM, via de regra, da ordem de 150000 Ohms.

Para uma IC de 1 mA, o hie do BF494 é de, aproximadamente, 2000 Ohms, o que vale a dizer que, para igualarmos sua impedância de entrada com a de saída do circuito-tanque, bastará acrescentar 1500 Ohms, aproximadamente, por conta do produto hfe x R3. Como o hfe é de 120 (valor nominal), fazemos: R3 = 1500 : 120; o que dá 12,5 Ohms. Podemos, portanto, impor para R3 o valor de 12 Ohms, que é comercial.

Para R2, normalmente, se usa o valor de 100 Ohms. Esse valor foi obtido experimentalmente e poderemos adotá-lo a princípio. Posteriormente, mediante experiências, esse valor poderá ser ou não alterado.

Com esses valores, calculamos o valor de R1: podemos dar para VBE 0,7 V e deduzir esse valor de VCC determinando a queda de tensão em R1, que é igual a 6 V (VCC) - 0,7 V (VBE) = 5,3 V. A corrente de R1 será a mesma de base do misturador, que determinaremos usando o manual de características do transístor. Segundo esse manual, será de 8 µA, de sorte que R1 terá o valor de 662,5 KOhms ou 680 KOhms, que é valor comercial. Esse valor não afetará sua resistência de entrada, que fica praticamente definida por R3.

Antes de abordarmos o amplificador de RF, será interessante estudarmos o cálculo do oscilador local.

Existem várias configurações possíveis para o oscilador local na faixa de VHF, sendo que na **figura 4** ilustramos duas configurações preferenciais em A, o oscilador base à massa com realimentação entre coletor e emissor por meio de um capacitor. Em B, o oscilador coletor à massa, com realimentação entre emissor e base, igualmente capacitiva.

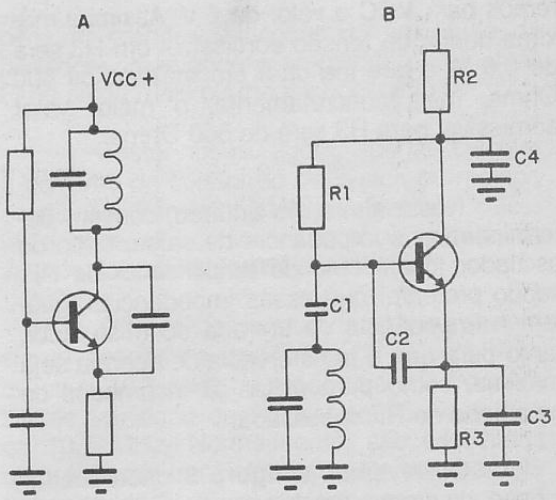


FIGURA 4

Um ponto que salta aos olhos nesses circuitos é o fato de que o oscilador B tem o circuito-tanque desacoplado para CC em relação ao transístor, ou seja, nenhuma das correntes do transístor circula pela bobina, ao contrário do circuito A em que a corrente de coletor circula pela bobina. Esse fator permite que se consiga ligações muito curtas entre os terminais do variável e os terminais da bobina osciladora, o que, em VHF, é simplesmente vital. O circuito A é mais usado no caso de osciladores-misturadores, ficando a bobina

osciladora em série com o primário do 1º TFI. No nosso caso, adotaremos, portanto, o circuito B.

A impedância do circuito tanque será facilmente calculada. Como recordamos, no centro da faixa, a capacitância do variável será de 9 pF que, se somando aos 44,81 pF das capacitâncias restantes (trimmer, capacitor em paralelo, capacitância parasita) dará 53,81 pF. Como a bobina tem 40 nH, convertemos os nano-Henry em pico-Henry e obtemos 40000 pH. Com esse valor, calculamos a impedância pela fórmula anteriormente vista e obtemos 2726 Ohms para a impedância do circuito-tanque, considerando-se o Q da bobina como sendo de 100.

Neste oscilador tem grande importância a relação entre os capacitores C2 e C3, os quais formam um verdadeiro divisor capacitivo que casa a impedância de saída da etapa, como na configuração coletor comum (portanto, relativamente baixa) com a impedância do circuito-tanque, ao mesmo tempo em que R3 é desacoplado.

O valor de R3 é importante, já que dele dependerá em grande parte a amplitude das oscilações, ou, mais propriamente, a amplitude das oscilações irá depender da tensão entre o emissor e massa. A corrente quiescente do oscilador também é fixada em 1 mA, tendo em vista uma maior estabilidade do ponto de operação e com isso podemos dar a R3 um valor um tanto arbitrário de 2K2, fazendo com que a tensão emissor-massa seja de 2,2 V, aproximadamente. Somando-se a isso os 0,7 V de VBE, teremos para R1[6 V - (2,2 + 0,7)] = 6 V - 2,9 V = 3,1 V/0,008 mA = 387,5 KOhms, que podemos arredondar para 390 KOhms.

Experimentalmente, se verificou que para C3 o valor mais adequado é de 12 pF, o que faz com que C1 e C2 tenham valor igual a 6,8 pF com uma relação de 2:1, aproximadamente. R2 tem 100 Ohms servindo apenas para desacoplar o circuito oscilador da linha de VCC, junto com C4.

Na **figura 5** ilustramos um amplificador de RF usando transístor bipolar, com o coletor sintonizado. Na verdade, o circuito de base também o é, porém, L1 e C1 estão sintonizados na freqüência de 98 MHz, sendo o circuito fortemente amortecido, de mdo que a banda passante chegue aos 20 MHz, ou seja, abarcando toda a banda da radiodifusão em FM. L1 atua também como transformador causador de impedâncias, entre a antena e a entrada do amplificador de RF.

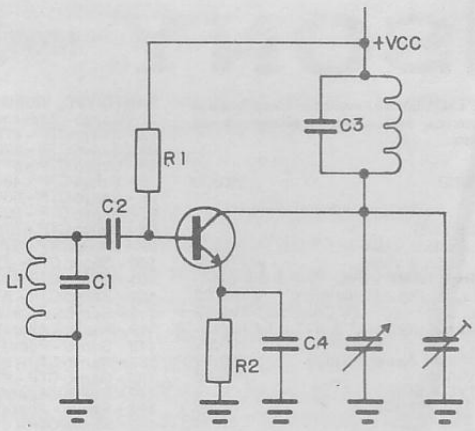


FIGURA 5

Podíamos adotar um transístor de efeito de campo para esse fim, porém, o bipolar tem custo mais reduzido e é mais fácil de se encontrar no comércio. Tal como foi feito para o misturador, será usado um BF494 como amplificador de RF. O mesmo transístor, aliás, foi adotado para o oscilador local.

Nestas condições, chegamos ao circuito da **figura 6**, onde se vê o acoplamento entre as três etapas que o compõem, que é feito por meio de capacitores de baixo valor, 4,7 pF. Os capacitores de acoplamento deverão ter valor tão baixo quanto possível para evitar influenciarem a sintonia dos circuitos que são acoplados por meio deles.

O circuito em questão é, nesta altura, totalmente teórico. A montagem experimental é que permite determinar com precisão os valores ideais dos diversos componentes usados, que são fortemente influenciados por sua disposição na placa de circuito impresso.

A montagem deverá ser executada em placa de circuito impresso, sendo ideal o emprego de placa de fibra de vidro, muito embora resultados satisfatórios sejam alcançados com as placas de fenolite.

As ligações devem ser tão curtas

quanto possível. Eventualmente, deverão ser colocadas blindagens entre os diversos estágios, evitando acoplamentos indesejáveis.

O ideal é que todo o circuito seja encerrado em uma blindagem, de modo que a captação do sinal se dê apenas pela antena e a saída

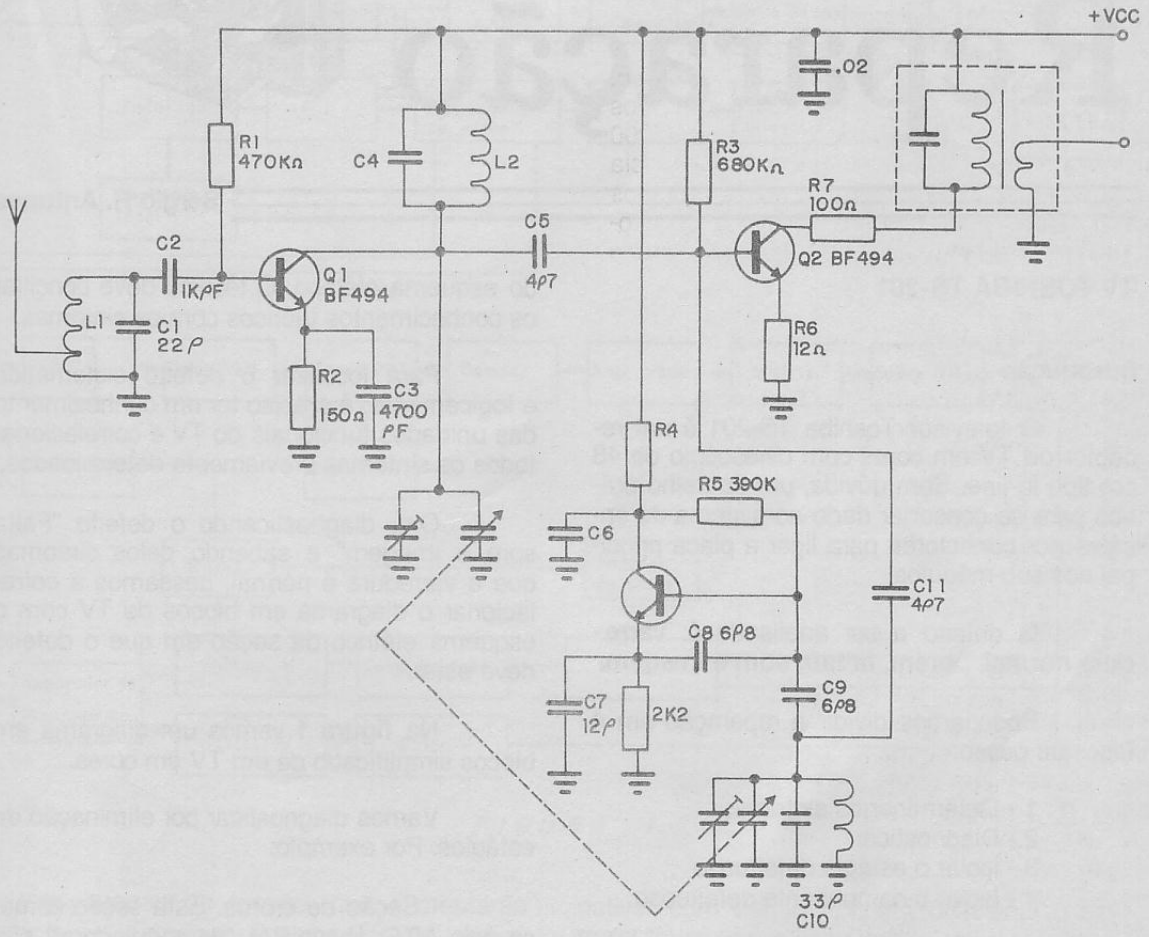


FIGURA 6

ocorra apenas pelo cabo de conexão ao canal de FI.

Um detalhe de L1 é que, como dissemos, atua como um transformador acoplador. A antena será conectada a uma das espiras, sendo o cáculo igual ao dos auto-transformadores, ou seja, a relação entre o número total de espiras e o número de espiras entre o início do enrolamento e a tomada será determinado pela relação entre a impedância de entrada do amplificador de RF, no caso, igual ao hie do transístor (2 KOhms) e a impedância da antena (75 Ohms).

O TFI deverá ter impedância secundária igual à impedância de entrada do canal de FI, sendo adotados os valores de 75 ou de 300 Ohms para essa linha de transmissão. Normalmente, a ligação entre a saída do sintonizador e a entrada do canal de FI é feita por meio de um cabo coaxial, a não ser, naturalmente, quando ambos os estágios são montados em uma mesma placa de circuito impresso.

Seção de Reparação



Sérgio R. Antunes

TV TOSHIBA TS-201

Introdução

O televisor Toshiba TS-201 é um receptor de TV em cores com cinescópio de 48 cm tipo in line. Sem dúvida, um aparelho prático para se consertar dado ao sistema de encaixe por conectores para ligar a placa principal aos sub-módulos.

O defeito a ser analisado é: **varredura normal, porém, faltam som e imagem.**

Poderíamos dividir a reparação em 4 fases ou passo:

1 - Determinar os sintomas
2 - Diagnosticar
3 - Isolar o estágio defeituoso
4 - Isolar o componente defeituoso

Passo 1: Determinar os sintomas.

A determinação dos sintomas, implica em que você deve conhecer tudo o que o TV deve fazer quando estiver funcionando normalmente. Deve saber ajustar os controles, identificar uma imagem boa de uma imagem ruim, saber quando as cores não estão corretas etc.

Nesta etapa, devemos fazer uma inspeção visual, analisando cada sintoma.

O defeito em questão é: falta som e falta imagem. No entanto, a varredura está normal, com brilho e alta tensão normais.

Passo 2: Diagnóstico.

O diagnóstico em TV envolve o uso do esquema elétrico. O técnico deve conciliar os conhecimentos teóricos com os sintomas.

Para localizar o defeito sistemática e logicamente, é preciso ter um conhecimento das unidades funcionais do TV e correlacionar todos os sintomas previamente determinados.

Ora, diagnosticando o defeito "Falta som e imagem" e sabendo pelos sintomas que a varredura é normal, passamos a correlacionar o diagrama em blocos de TV com o esquema elétrico da seção em que o defeito deve estar.

Na **figura 1** vemos um diagrama em blocos simplificado de um TV em cores.

Vamos diagnosticar por eliminação de estágios. Por exemplo:

- Seção de croma. Esta seção começa pelo ACC, chave PAL, demoduladores, síncronos, matriz e saída R-G-B. Qualquer um destes estágios que apresentar um defeito, **não** ocasionaria o defeito supra citado (falta som e imagem).

- Seção de sincronismo. Esta seção inclui os estágios separador de sincronismo, osciladores vertical e horizontal, Burst, saídas amplificadoras e vertical e horizontal e alta tensão.

Não teria sentido suspeitar de nenhum destes estágios, pois a varredura está normal. Estando a varredura é sinal de que os osciladores horizontal e vertical estão funcionando perfeitamente.

Também o estágio de alta tensão está funcionando normal, pois está aparecendo a trama (500 linhas) na tela do cinescópio.

- Fonte de alimentação. A fonte sempre é suspeita e por isso, checagem na fonte, fazendo medições de tensões.

Há televisores que a fonte fornece vários valores diferentes de tensões, um para cada seção. Outros já fornecem um ou dois

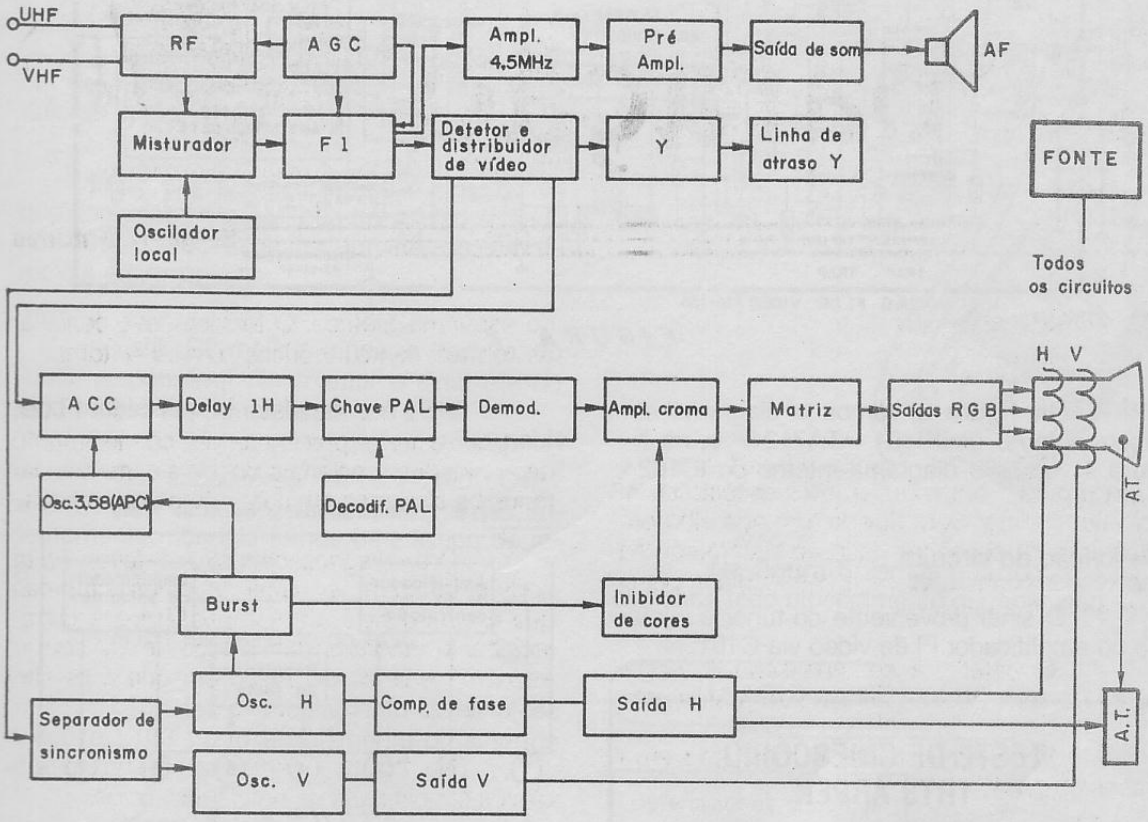


FIGURA 1

valores apenas de tensão, que alimentarão todo o TV. Sendo o Toshiba TS-201 assim, excluímos a fonte dos "circuitos prováveis" deste sintoma, pois, para o funcionamento da etapa de varredura, a fonte deve estar funcionando perfeitamente.

- Saída de áudio. Quando esta etapa está defeituosa falta som ou então ele aparece com forte zumbido ou fanhoso. Mas nada iria acontecer com a imagem, por mais defeituoso que esteja. Portanto, descartamos a possibilidade deste circuito apresentar defeito, pois, além do som, falta também a imagem.

Em TV, a imagem deve ser o teste chave na busca de defeitos.

- RF, FI e vídeo. Estas três seções despertam dúvidas quanto ao funcionamento perfeito. Se qualquer uma destas três seções estiver com defeito, poderá ocasionar o sintoma "falta som e imagem".

Passo 3. Isolar o estágio defeituoso.

Neste passo, utilizamos os instrumentos de medição: osciloscópio, gerador de barras, multímetro, freqüencímetro etc.

A etapa de isolar o estágio defeituoso envolve o uso de instrumentos de medida para detecção de sinal e substituição do sinal do televisor por um sinal externo proveniente de um gerador de vídeo.

Feito um bom diagnóstico e algumas medições básicas, com poucos testes, o técnico isolará qualquer estágio defeituoso.

O seguinte procedimento deverá ser adotado no TV Toshiba TS-201 para o defeito "varredura normal sem imagem e sem som".

Acompanhe os procedimentos junto ao esquema elétrico da **figura 2.**

Sempre que possível, devemos analisar o data chip dos integrados.

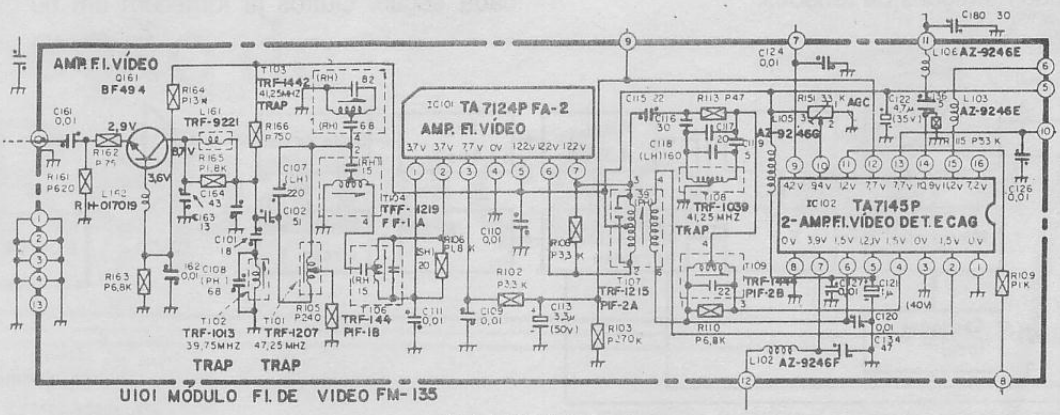


FIGURA 2

Na **figura 3** vemos o diagrama em blocos interno do IC101 - TA7124P e, na **figura 4** vemos o diagrama interno do IC102 - TA7145P.

Descrição do circuito

O sinal proveniente do tuner é injetado no amplificador FI de vídeo via C161.

Q161 é o transístor amplificador FI de vídeo.

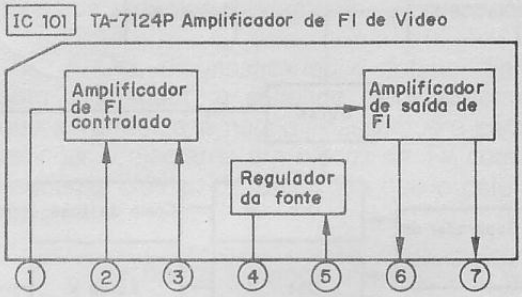


FIGURA 3

Através do circuito sintonizado formado por L161, T103 e T106, o sinal de FI é injetado no pino 2 do IC101. Internamente ao

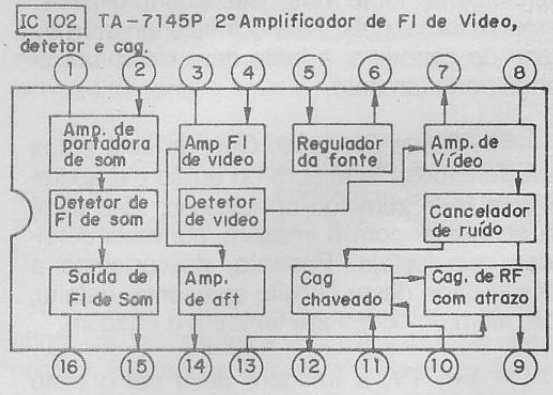
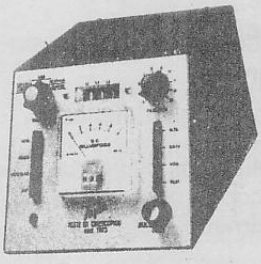


FIGURA 4

IC101 o sinal será processado e amplificado, sendo retirado pelos pinos 6 e 7.

TESTE DE CINESCÓPIO TRT3 ARPEN



Com o novo teste e reativador de cinescópio Arpen TRT3 você terá todos os recursos necessários para testar e reativar cinescópios branco e preto e a cores. Características de uso: verificação de corte de grade, verificação de curto entre elementos, determinação da vida útil do cinescópio, reativação de cinescópios cansados, verificação de elementos abertos.

Pedidos por reembolso postal Cz$ 13.000,00
Pedidos com pagamento antecipado com Vale Postal (Ag. Pinheiros - 405.108) ou cheque Cz$ 10.500,00.

Pedidos para:

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

Atenção Catálogo: Se você deseja receber nosso catálogo completo de instrumentos, Kits, livros, manuais técnicos e componentes eletrônicos, envie Cz$ 70,00 para despesas de cadastramento através de Vale Postal, cheque ou selos p/endereço acima.

Através do filtro by pass (T107, T108 e T109) o sinal é injetado no pino 4 do IC102, onde temos as funções de amplificador de vídeo, detector de vídeo, AGC e processamento de áudio.

Internamente ao IC102 é obtido o sinal de áudio pelo pino 15, que irá até o módulo de áudio.

No pino 7, recupera-se o sinal de vídeo composto, em AM, que irá ser processado nos respectivos estágios: luminância, crominância e sincronismo.

Este CI realiza ainda a função do AGC, responsável por manter o sinal AM de vído constante.

Os capacitores C110, C120, C121 e C127 são filtros de alimentação, já que, internamente, aos CIs temos uma etapa de regulação da tensão DC.

R151 faz o ajuste do AGC.

L102 faz o acoplamento do sinal de vídeo e L103 faz o acoplamento do sinal de áudio.

Passo 4: Isolar o componente defeituoso.

A reparação consiste basicamente em substituir a peça ou peças defeituosas daquele estágio isolado.

Deve-se fazer um fluxograma de medições para poder ir cercando a peça defeituosa.

Uma vez localizado o defeitó, faça a substituição por uma peça original. Se não for possível, use uma peça equivalente de boa qualidade.

A **figura 5** ilustra o 4º passo da reparação.

Nunca substitua um componente sem determinar a causa do defeito.

Na prática de oficina, existe uma regra que deve ser seguida: "nunca pressuponha nada; comprove". Verifique se o aparelho está funcionando bem em todos os comandos e canais.

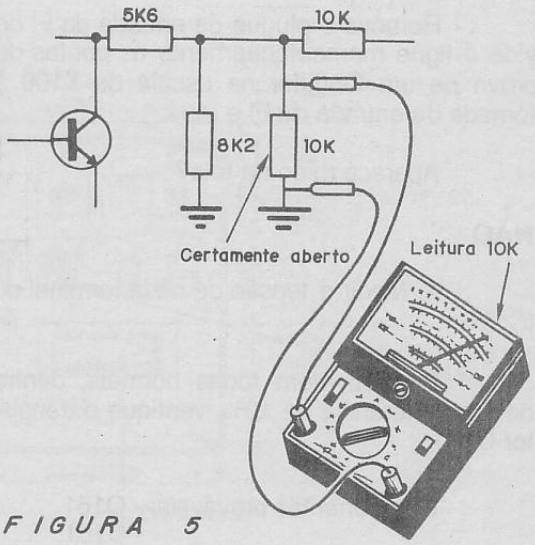


FIGURA 5

Na **figura 6** vemos o fluxograma funcional de todo procedimento de reparação.

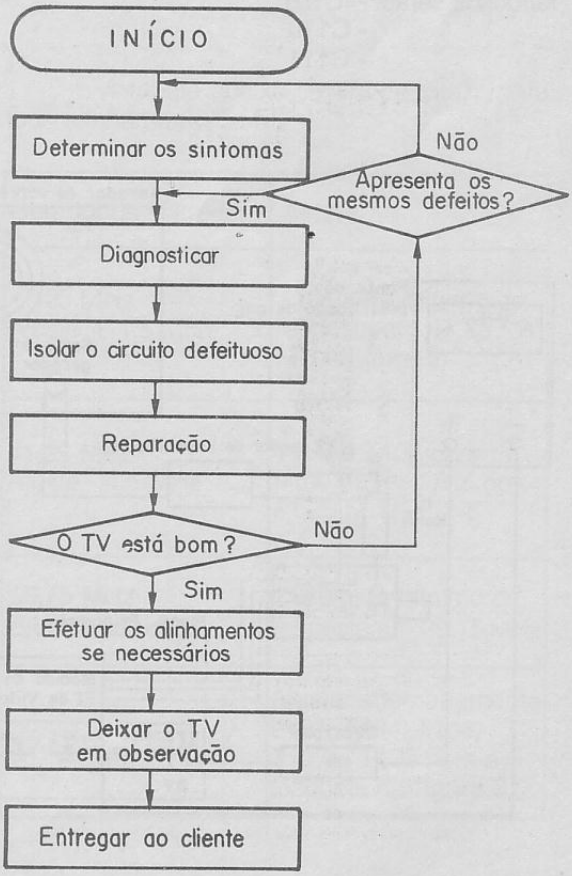


FIGURA 6

Passo a passo

Varredura normal, sem imagem e sem som

Remova o plugue de entrada da FI de víde e ligue momentaneamente as pontas de prova de um Ohmiter na escala de X100 à tomada de entrada da FI e terra.

Aparece ruído na tela?

NÃO

1. Medir a tensão de cada terminal do IC101.

Se estiverem todas normais, dentro de uma tolerância de 10%, verifique o transístor Q161.

Componentes prováveis: - Q161
- C161
- C162

Se as tensões do IC101 estiverem anormais, os componentes provavelmente defeituosos serão: - IC101
- C110
- C111

Continue os testes, medindo tensões no IC102. Se os valores lidos forem muito diferentes do normal, é possível que o IC102 esteja defeituoso.

Verifique também: -C121
- C134
- C122

SIM

Aparecendo ruído na tela torna evidente que a FI está boa e que os integrados IC101 e IC102 estão bons.

Verifique o seletor de canais (tuner) e também a seção de AGC de RF.

Embora seja mais provável que o defeito esteja na seção do tuner, verifique ainda na FI os seguintes componentes, que desempenham funções no AGC de RF:

- C124
- C126
- C113

Calibração da FI

A **figura 7** ilustra as conexões dos

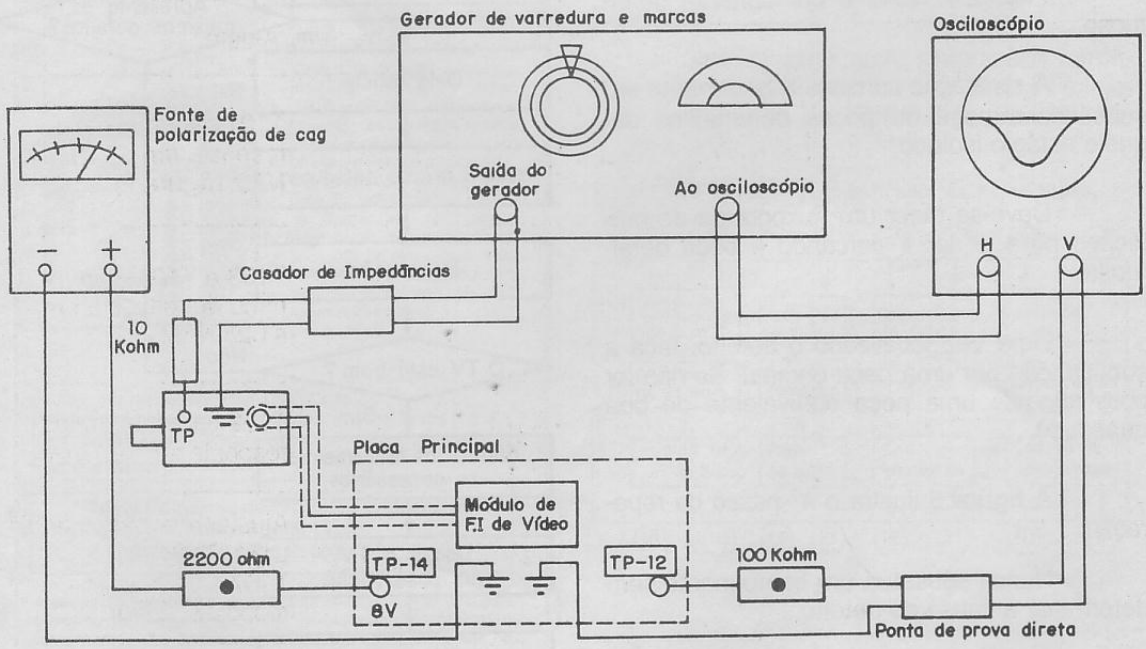


FIGURA 7

instrumentos para proceder à calibração da FI, caso tenha sido substituído um dos CIs.

A **figura 8** mostra os pontos de calibração da FI de vídeo.

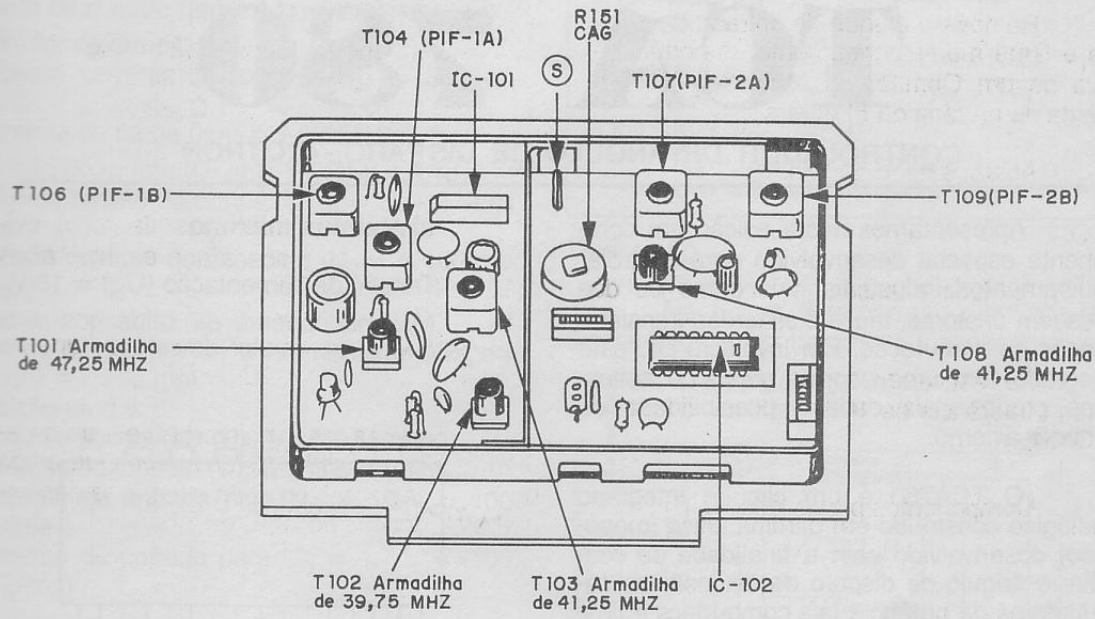


FIGURA 8

Ajuste o ganho do osciloscópio para 0,1 V/cm. A **figura 9** nos mostra as armadilhas e curvas de resposta total, para facilitar a calibração.

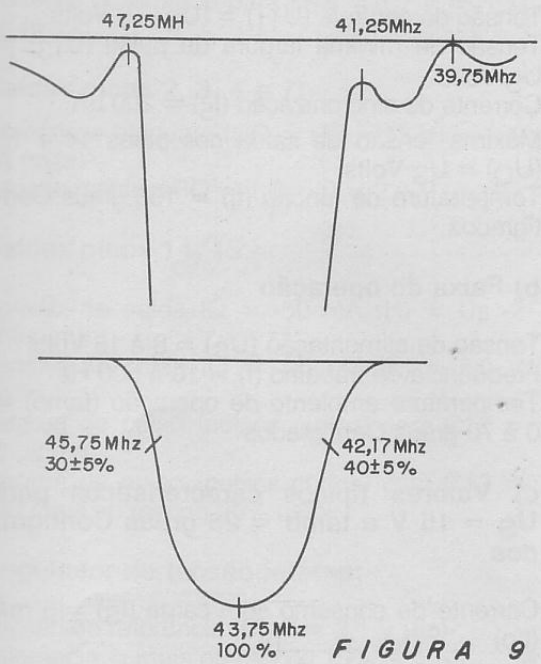


FIGURA 9

A tabela abaixo servirá de roteiro para todo alinhamento de FI.

Gerador de Varredura	Ajuste
47,25 MHz Ajuste + 1,5 MHz	T101 para mínimo de resposta em 47,25 MHz (**figura 9**)
41,25 MHz Ajuste - 4,5 MHz	T103 e T108 para mínimo de resposta em 41,25 MHz
39,75 MHz Ajuste -6 MHz	T102 para mínimo de resposta em 39,75 MHz
45,75 e 42,17 MHz	Ajustar alternadamente L161, T104, T106, T107 e T109 para a resposta da **figura 9**

O COMPONENTE

TCA 780

CONTROLADOR DE ÂNGULO DE DISPARO - ICOTRON

Apresentamos nesta edição um componente especial desenvolvido para controlar equipamentos industriais, tais como os que possuem tiristores, triacs e sistemas transistorizados de comutação. Em invólucro DIL este integrado tem uma enorme gama de aplicações profissionais dada a possibilidade de controle externo.

O TCA780 é um circuito integrado analógico construído em partilha única (monolítico) desenvolvido com a finalidade de controlar o ângulo de disparo de dispositivos comutadores de potência tais como triacs e tiristores. Este circuito possui acesso para seleção do ponto de chaveamento, o que o torna ideal para inúmeros tipos de aplicações práticas.

A Icotron, seu fabricante no Brasil, destaca as seguintes características:

- Possibilidade de operação em circuitos trifásicos com a utilização de 3 circuitos integrados.
- Compatibilidade com LDL (Lógica digital de alta imunidade a ruído).
- Duas saídas com correntes de disparo de 55 mA, e duas saídas adicionais complementares.
- Duração do pulso de disparo determinada por capacitor externo.
- Detecção de passagem de tensão por zero Volt.
- Pode ser usado como "chave de ponto zero" (zero crossing switch) e conversor tensão/freqüência.
- Possibilidade de inibição dos pulsos de disparo.
- Faixa de tensão de alimentação de 8 a 18 Volts
- Consumo interno de corrente de apenas 5 mA.

Este integrado é apresentado em invólucro DIL de 16 pinos, conforme mostra a **figura 1.**

Damos a seguir os dados técnicos de fábrica:

a) Valores máximos

Tensão de alimentação (U_S) = 18 V
Máxima corrente de saída nos pinos 14 e 15 (I_Q) = 55 mA



Involucro dil de 16 pinos

FIGURA 1

Tensão de inibição (U_6) = com conexão à terra por chave ou transístor NPN, ou ainda relé.
Tensão de controle (U_{11}) = (U_S - 2) Volts
Tensão de mínima largura de pulso (U_{13}) = U_S Volts
Corrente de sincronização (I_5) = 200 uA
Máxima tensão de saída nos pinos 14 e 15 (U_Q) = U_S Volts
Temperatura de junção (tj) = 150 graus Centígrados

b) Faixa de operação

Tensão de alimentação (U_S) = 8 à 18 Volts
Freqüência de trabalho (f) = 10 à 500 Hz
Temperatura ambiente de operação (tamb) = 0 à 70 graus Centígrados

c) Valores típicos característicos para U_S = 15 V e tamb = 25 graus Centígrados

Corrente de consumo sem carga (I_S) = 5 mA (tip)
Sincronização pino 5:
Corrente de entrada (I_5) = 200 µA (max)
Tensão de off-set (Delta U5) = 30 mV (tip)

Tensão de controle pino 11:
Tensão de controle de operação (U11) = -0,5 (min) = Us-2 (max) Volts
Resistência de entrada (Ri) = 15 k (tip)
Ponto de disparo (tempo) tz = **FÓRMULA I**
Gerador de rampa:
Máxima corrente de carga (I_{10}) = 300 uA (min)
Corrente de carga (I_{10}) = **FÓRMULA II**
Tensão de rampa (U_{10}) = **FÓRMULA III**
Máxima tensão de rampa (U_{10}) = Us - 2 Volts (max)
Tensão residual no capacitor (U_{10}) = 100 mV (max)
Capacitor externo (C_{10}) = 0,5 uF
Tempo de retorno de dente de serra (C_{10} = 47 nF) = 25 us (tip)
Inibição pino 6:
Bloqueio das saídas (U_{6L}) = 2,0 V (max)
Saída sem bloqueio (U_{6H}) = 3,5 V (min)
Corrente de entrada para U_6 = 10 V = 100 uA (max)
Corrente de entrada para U_6 = 1,7 V = -100 uA (max)

Chaveamento para pulsos longos (alfa = 180 graus) Pino 13:

Pulsos curtos na saída ($U_{13\,H}$) = 3,5 V (min)
Pulsos longos na saída (U_{13L}) = 2,0 V (max)
Corrente de entrada para U_{13} = 10 V = 100 uA (max)
Corrente de entrada para U_{13} = 1,7 V = -100 uA (max)

Saídas pinos 2, 3, 4 e 7:

Correio de bloqueio (UQ = US = 15 V) = 100 uA (max)
Tensão residual (IQ = 1,5 mA) = 2,0 V (max)

Saídas pinos 14, 15:

Tensão de saída IQ = -50 mA (H) = Us -2 Volts (min)
Tensão de saída IQ = 1,5 mA (L) = 2,0 V (max)
Largura de pulso (pulsos curtos) sem C12 = 30 us (tip)
Largura de pulso (pulsos curtos) com C12 = 430 mais ou menos 20% us/nF

Regulador de tensão interna:

Tensão de referência (U_{ref}) = 3,1 V (tip)
Tolerância = mais ou menos 10%
Carga máxima (sem garantia para Uref) até 10 CI paralelos = 2,0 mA (max)

FÓRMULA I	$t_2 = \frac{U_{11} \times R_9 \times C_{10}}{U_{ref} \times K}$
FÓRMULA II	$I_{10} = \frac{U_{ref} \times K}{R_9}$
FÓRMULA III	$U_{10} = \frac{U_{ref} \times K \times t}{R_9 \times 1_{10}}$

Obs.: $K = 1_{10}$
R_9 = resistência ao pino 9
U_{ref} = tensão de referência

Descrição

Na **figura 2** temos um diagrama de blocos onde encontramos as funções internas

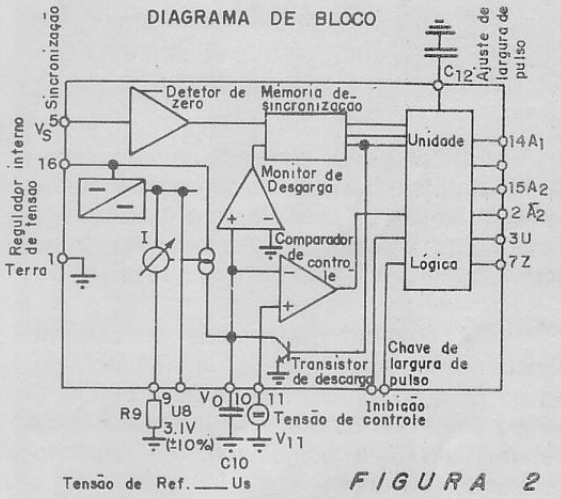


FIGURA 2

do integrado TCA780 e na **figura 3** temos as formas de onda.

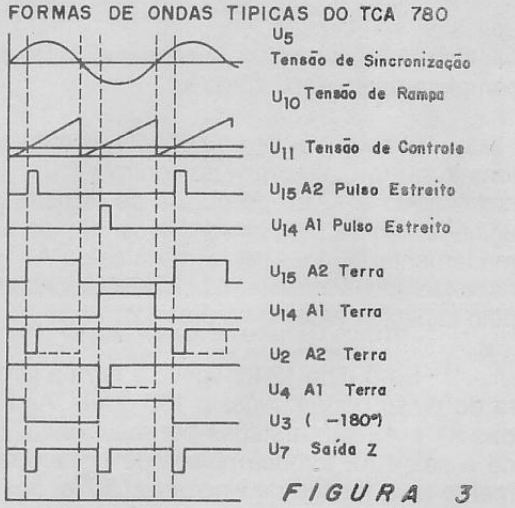


FIGURA 3

Conforme podemos observar, existe uma fonte interna regulada que fornece uma tensão interna de 3,1 V e que assegura ao

componente independência de parâmetros em relação à alimentação externa.

A alimentação positiva é aplicada ao pino 16 enquanto que o terra corresponde ao pino 1.

A corrente consumida é de apenas 5 mA e é constante para toda a faixa de tensões de alimentação. A alimentação regulada de 3,1 V é aplicada ao pino 8 via um resistor interno, o que possibilita que nos circuitos trifásicos existam iguais condições para o controle de todas as três fases, através da ligação paralela dos integrados. Para ajudar na supressão de RF recomenda-se a ligação de um capacitor entre o pino 8 e o terra.

A sincronização se obtém através de um detector de zero (pino 5) altamente sensível, que é ligado a um registrador de sincronismo.

O gerador de rampa, cujo controle está na unidade lógica consta de uma fonte de corrente constante controlada, a qual carrega linearmente um capacitor externo ligado ao pino 10 (tipicamente menor que 500 nF).

A corrente desta fonte de corrente constante é determinada por um resistor ligada ao pino 9, tipicamente de 20 a 500 K. O tempo de subida de tensão na rampa é então determinado pela combinação do capacitor com esta resistência.

Operando como chave de ponto zero, a lógica do registrador de sincronismo gera a informação na saída do detector, para ser aplicada ao circuito seguinte somente nas condições do capacitor de rampa (C10) estar completamente descarregado.

O comparador de controle, compara a tensão de rampa com a do controle (pino 11) provocando a saída de pulsos de disparo via unidade lógica. Pulsos positivos de, aproximadamente, 30 us aparecem na saída A1 (pino 14) mas sua duração pode ser alterada pelo capacitor externo no pino 12.

Se o pino 12 for ligado à terra a largura do pulso pode chegar a 180 graus. As saídas A1 e A2 são afetadas por meia onda, onde a saída A2 fornece pulsos de disparo, somente se a tensão de sincronização for positiva e a saída A1 somente a tensão de sincronização for negativa.

As configurações das saídas A1 e A2 são de seguidor de emissor com corrente máxima de 55 mA.

As saídas correspondentes invertidas (A1 e A2) são em configuração de coletor aberto (open collector) com corrente máxima de 1,5 mA. Se o pino 13 for ligado à terra, a largura do pulso pode chegar aos 180 graus.

Todas as saídas podem ser inibidas através de comando pelo pino 6, conectando-se à terra este pino por meio de chave, contatos de relé ou mesmo um transístor NPN.

Para aplicações com triacs, podemos usar a saída Z (pino 7) que é a soma lógica (NOR) das funções de A1 e A2.

Controle de fase para acionamento de tiristor com amplificador de pulsos de disparo transistorizado

Para completar nossas informações damos um circuito de chaveamento na **figura 4**, que é utilizado para controle de meia onda de tiristores de alta corrente, tendo por base o TCA780.

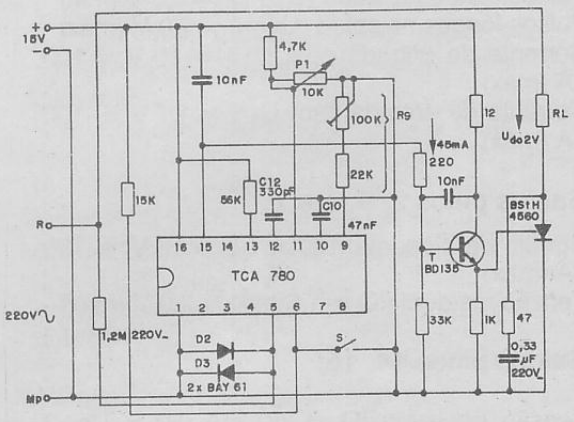


FIGURA 4

Deve ser usada uma fonte externa de 15 V, obtendo-se então o controle DC da carga externa através do potenciômetro P1.

Como o TCA780 tem sua corrente de saída limitada a 55 mA, e os tiristores do tipo indicado BStH 4560 (Icotron) necessitam de uma corrente de disparo da ordem de 200 mA (em 25 graus Centígrados) para acionamento, é necessário empregar um estágio amplificador com transístores de silício do tipo BD135.

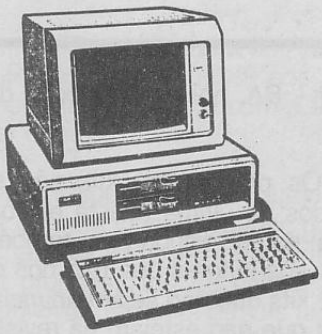
CEDM
CURSOS DE APERFEIÇOAMENTO

NOVA OPORTUNIDADE PARA VOCÊ!

MATRICULE-SE HOJE MESMO EM UM DOS CURSOS
CEDM E CONHEÇA O MAIS MODERNO ENSINO
TÉCNICO PROGRAMADO À DISTÂNCIA E
DESENVOLVIDO NO PAÍS

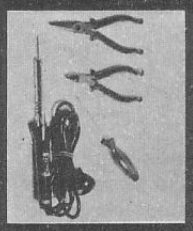
LANÇAMENTO

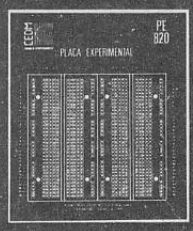
NO MUNDO MARAVILHOSO DA INFORMÁTICA
O CEDM LANÇA NOVO CURSO

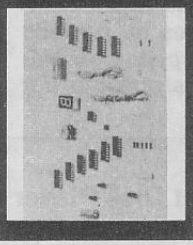


Programação em Cobol

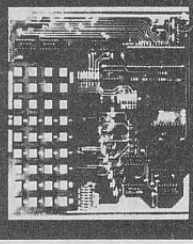
CURSO DE ELETRÔNICA DIGITAL E MICROPROCESSADORES



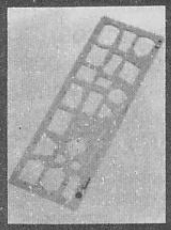




CEDM-20 - KIT
de Ferramentas.
CEDM-78 - KIT
Fonte de Alimentação
5v/1A. CEDM-35 KIT
Placa Experimental
CEDM-74 - KIT
de Componentes.
CEDM-80
MICROCOMPUTADOR
Z80 ASSEMBLER.

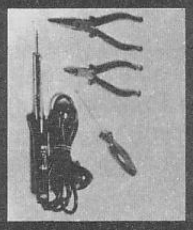
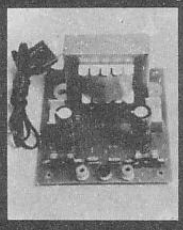
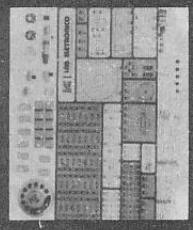
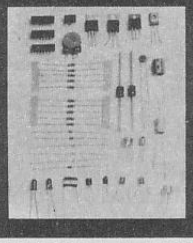


CURSO DE PROGRAMAÇÃO EM BASIC

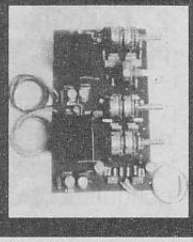




KIT CEDM Z80
BASIC Científico.
Gabarito de Fluxograma
E-4. KIT CEDM SOFTWARE
Fitas Cassete com Programas

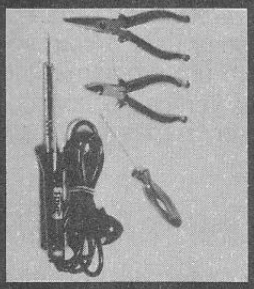
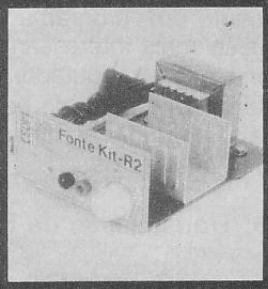
CURSO DE ELETRÔNICA E ÁUDIO

CEDM-1 - KIT
de Ferramentas.
CEDM-2 - KIT
Fonte de Alimentação
+ 15-15/1A. CEDM-3 - KIT
Placa Experimental
CEDM-4 - KIT
de Componentes.
CEDM-5 - KIT
Pré-amplificador e
Amplificador



CURSO DE RADIO TRANSCEPTORES AM - FM - SSB - CW

CEDM - R1 - KIT de Ferramentas
CEDM - R2 - KIT Fonte de Alimentação

CEDM **Eu quero receber, INTEIRAMENTE GRÁTIS, mais informações sobre o curso de:** E 14

AV. HIGIENÓPOLIS, 436 – C. POSTAL 1642 – FONE (0432) 23-9674
CEP 86100 – LONDRINA - PR.

- ☐ Eletrônica Básica
- ☐ Eletrônica Digital
- ☐ Microprocessadores
- ☐ Programação em Basic
- ☐ Programação em Cobol
- ☐ Áudio e amplificadores
- ☐ Acústica e Equipamentos Auxiliares
- ☐ Rádio e Tranceptores AM / FM / SSB / CW

Nome: _____

Endereço: _____

Bairro: _____ Estado: _____

CEP: _____ Cidade: _____



CORRESPONDÊNCIA

Nesta edição, procuramos responder às dúvidas de nossos leitores. Só poderemos atender à 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.

1. Fundamentos do Compact Disk Player

O leitor Cláudio Steinke, de Porto Alegre - RS, nos pede mais literatura sobre o assunto acima indicado, publicado na Revista ELÉCTRON Nº 11.

Sugerimos que o leitor escreva para a Litec (Rua Timbiras, 257 - São Paulo), que é uma livraria especializada em livros de eletrônica e que pode lhe enviar um catálogo com os títulos sobre o assunto.

2. Pesquisador de sinais com substituto para o LM388

O leitor Isaias Moreira, do Rio de Janeiro - RJ, não conseguiu nas lojas de sua localidade encontrar o LM388 para montar o pesquisador de sinais da Revista ELÉCTRON Nº 11 e pergunta se existe equivalente.

No caso, o que sugerimos é que qualquer amplificador de áudio para baixa tensão, como o TBA820, LM386 etc., poderia ser usado, mas a placa teria de ser redesenhada, assim como o setor de amplificação de áudio.

3. Preço de kits

O leitor Cláudio Reis Nascimento, de Salvador - BA, nos pede preços de diversos kits.

Os preços dos kits são sempre os anunciados na última revista em banca, e os kits que estão disponíveis também. Assim, pedimos aos leitores que não nos enviem pedidos de kits que não sejam anunciados ou de produtos que não estejam na revista, pois estes não estão disponíveis.

4. Potenciômetros lineares e logarítimicos

Nos circuitos de áudio usamos potenciômetros logarítimicos para controles de volume, e lineares para controle de tonalidade. Atendemos a uma dúvida do leitor Luiz Eduardo Fernandes, de Campinas - SP.

5. Vídeo game e Gerador de Barras

O leitor Lindauro R. de Jesus, de Luziania - GO, nos pede um projeto para transformar um vídeo game em gerador de barras para calibração de TV. De fato, o que se necessita é simplesmente uma EPROM com um programa que contenha somente um padrão quadriculado. Assim, o projeto seria simplesmente um "programador de Eprom". Uma solução mais interessante seria usar o seu próprio microcomputador com um programa que seria um padrão de barras verticais e horizontais, as quais poderiam ser usadas para calibrar televisores.

6. Transmissão de FM estéreo

O leitor Gilberto Dutra, de Pelotas - RS, possui um transmissor de FM montado a partir de projeto da Revista Rádio e Eletrônica

nº 1 e gostaria de saber se, para obter emissão em estéreo, teria de montar outro e ligá-lo na mesma freqüência.

Na verdade, a transmissão de sinais FM estéreo é bem mais complexa. Na mesma onda (sinal) são emitidos em fases diferentes os dois sinais, exigindo-se para separação e codificação circuitos bastante complexos que envolvem chaveamento e sinal piloto. Por este motivo é que ainda não publicamos ainda um projeto deste tipo de transmissor, se bem que estamos trabalhando nele.

7. Transmissor de FM forte

O leitor Ricardo Ferreira de Araújo, de Mococa - SP, (e muitos outros) nos pedem transmissores potentes de FM com a finalidade de realizar estações locais.

Uma emissora de FM de apenas 1 W dá cobertura de uma cidade, quando bem instalada. Já uma estação muito mais forte, além de ter maior probabilidade de causar interferências e problemas também é mais facilmente localizada pelas autoridades. Veja que neste caso, a emissão acima de alguns miliwatts já é considerada emissão clandestina, principalmente se for feita com a finalidade de transmitir programas numa faixa comercial, havendo sérias implicações legais para quem for apanhado! Não Arrisquem!

8. Telefone sem fio

O leitor Disney Cunha, de Souza Cordeiro - RJ, nos pede para publicarmos o projeto de um telefone sem fio.

Existem muitos tipos de projetos de aparelhos comerciais, tais como rádios, tocafitas, toca-discos, televisores, telefones sem fio, gravadores cassete, cuja montagem por amadores não compensa. As fábricas possuem componentes específicos e sua linha de montagem é projetada de tal maneira que o custo por unidade se reduz (produção em massa). Assim, se um montador "amador" for tentar montar tal aparelho vai ter sérias dificuldades, como por exemplo: reunir todos os componentes, muitos dos quais não são vendidos em casas comuns, mas somente em oficinas autorizadas e de determinada marca; vai pagar muito mais pelo conjunto de peças do que pelo aparelho montado, isso sem falar no problema de calibração que exige equipamentos que, nem sempre, se pode ter acesso.

É por este motivo que tais aparelhos não têm projetos publicados nas revistas técnicas.

9. Antenas e propagação

A dúvida é levantada por um engenheiro eletricista e professor de um curso técnico de eletrotécnica que, por motivo de privacidade, indentifica-se como "o leitor" e nos escreve de Ilha Solteira - SP.

Respondendo à sua pergunta, informamos que não existe errata no 1º parágrafo da página 25 da edição nº 12, mas a troca da página 24 pela 25, portanto, a ordem certa é 1º a página 25 e em seguida a página 24.

Quanto à periodicidade, a ELÉCTRON é mensal, apesar dos atrasos, alheios à nossa vontade, a qual estamos sujeitos.

Sentimos muito e pedimos desculpas pelo ocorrido.

10. Telefone sem fio MEKE 8.000 e 9.000

O leitor Valdir Cunha Rondon nos pede o esquema do seu telefone sem fio MEKE 8.000 e 9.000. Infelizmente, não o temos, mas fica aqui o seu endereço, para que, se algum outro leitor o possuir, fazer o favor de mandar para o Valdir. Endereço: Rua Alfredo Guedes, 1949, sala 310 - Piracicaba - SP - CEP 13400.

11. Antenas e Propagação

O Sr. Ademir Dahmer, da cidade de São Miguel do Oeste - SC, nos conta sobre o seu interesse na série de artigos sobre Antenas e Propagação, e nos pede para projetar antenas. Informamos que, dentro da seqüência, a série falará sobre o assunto, portanto, fique atento!

12. "Projeto 150"

O José Carlos Tavarez, de Araraquara - SP, nos consulta sobre o "Projeto 150", que saiu na ELECTRON Nº 5. Realmente, é uma montagem muito crítica e os menos experientes irão sofrer, mas se você realmente necessita de um amplificador com estas características, informamos que já providenciamos a execução de um projeto mais simples e confiável.

Testes básicos nos APPLE 8 bits

Sérgio R. Antunes

No número anterior da Revista ELÉCTRON publicamos um artigo sobre os princípios básicos do microprocessador 6502, elemento principal dos microcomputadores da linha Apple com capacidade de 8 bits (um byte vale 8 bits).

Oportuno mencionar que os termos "microprocessador" e "microcomputador" são bem diferentes.

Entende-se por "microprocessador" o circuito integrado que contém o Hardware do sistema e que representa a "inteligência" do sistema. Ele é o coração do microcomputador.

Como "microcomputador" entende-se à máquina que recebe dados (informações), processa ou elabora os dados e depois emite os resultados.

Todo sistema de computação possui duas grandes áreas: Software e Hardware.

Designa-se Sofware a todo o serviço de programação do microcomputador, análise de sistemas, elaboração de fluxogramas e detalhamento de instruções para uso do micro. O programa em linguagens tais como BASIC, FORTRAN, COBOL etc., pertencem a área do Software.

A **figura 1** ilustra uma das atividades do Software. Já na **figura 2** poderá confrontar com uma das atividades do Hardware.

O Hardware é a parte da engenharia eletrônica que constrói o microcomputador com semicondutores e também efetua a reparação dos mesmos. O Hardware traduz o programa do Software em linguagem de máquina, já que os dispositivos digitais só entendem bits e bytes.

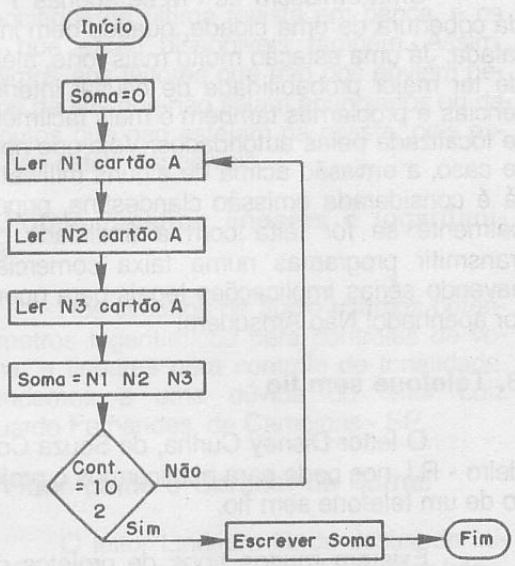


FIGURA 1

O bit é a linguagem de máquina que assume um dos dois valores: zero(0) ou um (1).

O byte é o conjunto de bits que forma a palavra digital, também chamado de palavra binária. O byte, atualmente, pode ser de 8 ou 16 bits. O microcomputador Apple usa um byte de 8 bits.

Técnicas de manutenção

Qualquer que seja a técnica de manu-

tenção empregada, é preciso conhecer a pinagem do microprocessador, a pinagem dos circuitos integrados de memórias ROM e RAM e os circuitos lógicos que os habilitam a conhecer o esquema elétrico do circuito.

Dois instrumentos são imprescindíveis para uma manutenção eficaz:

- osciloscópio - técnica passo-a-passo
- software pré-desenvolvidos para diagnóstico

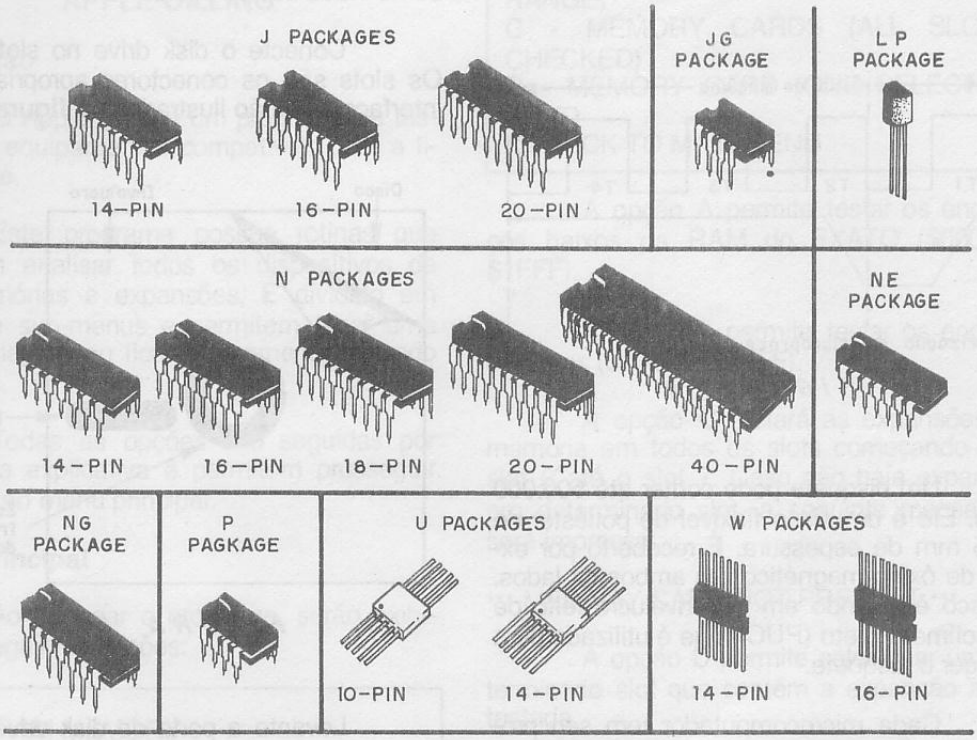


FIGURA 2

Passo-a-passo

Esta técnica permite, com o auxílio do osciloscópio, acompanhar a seqüência de execução dos sinais que contêm as instruções do microprocessador.

Esta técnica, além de requerer um osciloscópio de pelo menos 50 MHz, com uma boa base de tempo, requer que o técnico tenha profundos conhecimentos do ciclo de operação do microprocessador e das principais memórias.

As **figuras 3** e **4** ilustram, respectivamente, o ciclo de instrução e o ciclo de máquina de um determinado microprocessador.

Este tipo de reparação é bem trabalhoso e lento, as vezes exigindo dezenas e até centenas de medições para um determinado defeito.

Existe para a técnica passo-a-passo circuitos denominados de analisadores lógicos, que analisam cada pino de um microprocessador específico e das principais portas lógicas.

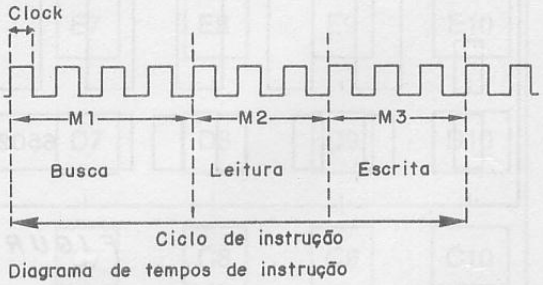


FIGURA 3

Software pré-desenvolvidos para diagnósticos

Esta técnica consiste em utilizar um Software pré-desenvolvido para diagnosticar o Hardware. Este Software, normalmente, é um disquete, conforme observamos na **figura 5**.

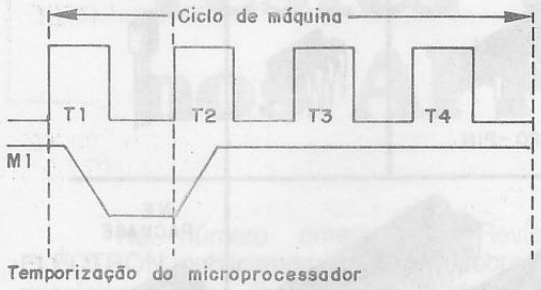


FIGURA 4

Um disquete pode conter até 500.000 bytes. Ele é um disco flexível de poliéster de 0,075 mm de espessura. É recoberto por extrato de óxido magnético em ambos os lados. O disco é inserido em um invólucro feito de um polímero preto (PUC), que é utilizado para proteger o disquete.

Cada microcomputador tem seu próprio disquete para auto-teste e diagnósticos.

Procedimento de teste

Ligue as tomadas do microcomputador e do monitor de vídeo.

Ligue o cabo do monitor de vídeo ao borne vídeo out do micro.

Conecte o disk drive no slot 5 ou 6. Os slots são os conectores apropriados das interfaces e estão ilustrados na **figura 6**.

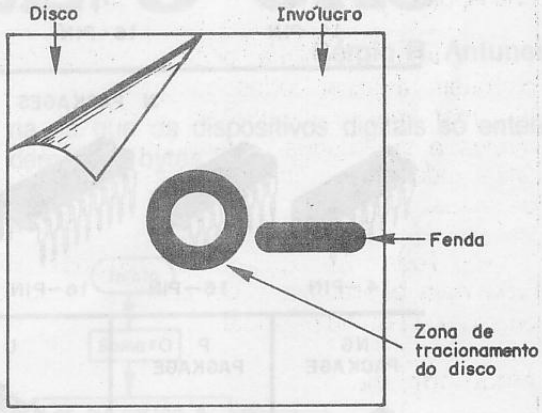


FIGURA 5

Levante a porta do disk drive e coloque o disquete "Apple Cillin". O disquete deve

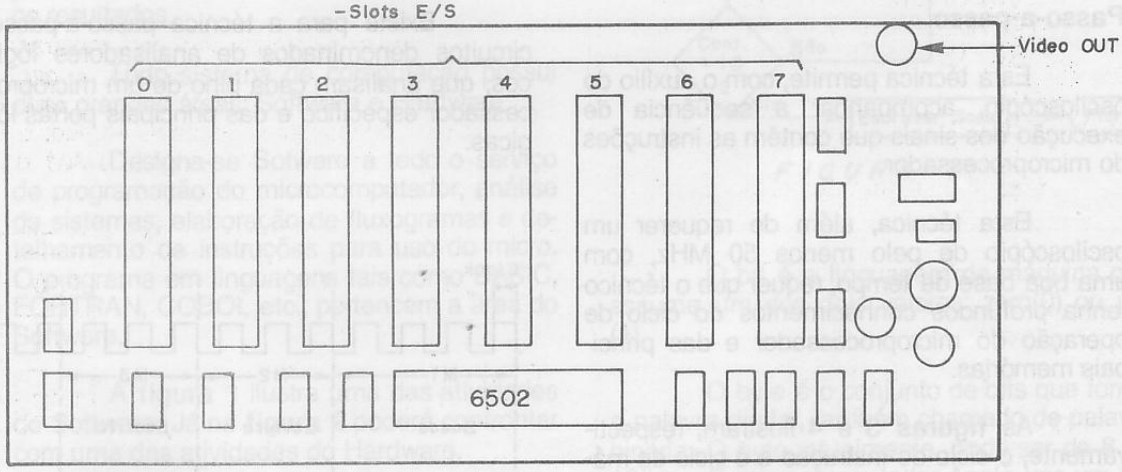


FIGURA 6

ser inserido através da fenda com a etiqueta voltada para cima. A borda do disquete que possui a janela oval, deve entrar em primeiro lugar.

Após a inserção do disquete, feche a porta do disk drive. O programa será carregado tão logo a chave power do micro for acionada.

Este disquete é um Software pré-desenvolvido para auxiliar no diagnóstico dos microcomputadores da linha Apple.

Passaremos a descrever o programa Apple Cillin.

APPLE CILLING

Introdução

O Apple Cillin é um programa de testes para equipamentos compatíveis com a linha Apple.

Este programa possue rotinas que permitem analisar todos os dispositivos de I/O, memórias e expansões. É dividido em menus e sub-menus e permitem fazer uma única rodagem ou ficar eternamente rodando os testes.

Todas as opções são seguidas por uma nota explicativa e permitem prosseguir ou voltar ao menu principal.

Menu principal

Ao carregar o programa, serão exibidos as seguintes opções:

```
1 - RAM MEMORY
2 - ROM MEMORY
3 - DISK II SYSTEM
4 - OTHER TESTS
5 - LINK GROUP OF TESTS
6 - SET/CLEAR RESULT PRINT-OUT
X - END TEST SESSION
```

RAM MEMORY

Esta rotina permite testar as memórias RAM's, tanto da CPU quando das expansões. O seguinte sub-menu será apresentado:

```
A - MOTHER BOARD (LOW ADDRESS RANGE)
B - MOTHER BOARD (HIGH ADDRESS RANGE)
C - MEMORY CARDS (ALL SLOTS CHECKED)
D - MEMORY CARD (ONE SELECTED SLOT)
X - BACK TO MAIN MENU
```

A opção A permite testar os endereços baixos da RAM do EXATO ($0000 a $1FFF).

A opção B permite testar os endereços altos ($2000 a $BFFF).

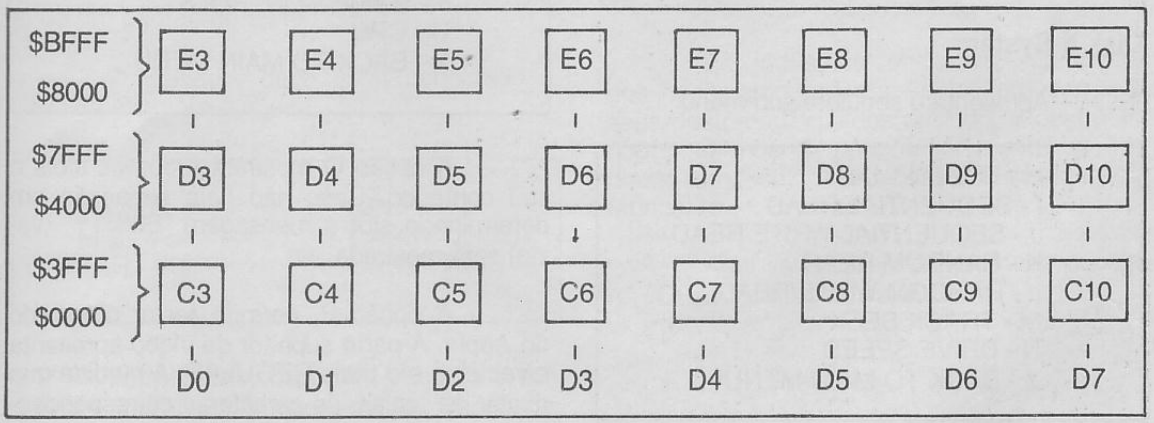
A opção C testará as expansões de memória em todos os slots começando pelo slot Ø até o slot 7. Caso não haja expansão em determinado slot, a seguinte mensagem será impressa:

*** MEMORY CARD NOT PRESENT ***

A opção D permite selecionar um determinado slot que contém a expansão a ser testada.

Em todas as opções, o teste ficará eternamente rodando. Para sair, digite a tecla ESC.

No caso de algum erro, será mostrado o endereço em que ocorreu o erro, o dado gravado (coluna TEST) e o dado lido (coluna BACK) em notação hexadecimal. Abaixo, temos a representação da memória RAM da CPU com os respectivos endereços:



Se, por exemplo, aparecer:

ADDRESS	TEST	BACK
$4000	00	10

O CI defeituoso é o de posição D7.

ROM MEMORY

Apresenta o seguinte sub-menu:

E - MOTHER BOARD
F - ROM CARD (SLOT - Ø ONLY)
G - EXPANSION ROMS
X - BACK TO MAIN - MENU

O ítem E permite testar as eproms D0 a F8 da CPU. Se as EPROM's do Apple estiverem boas, os seguintes resultados serão impressos:

$D000	7E	UNKNOWN
$D800	AC	UNKNOWN
$E000	E4	APPLESOFT
$E800	86	APPLESOFT
$F000	87	APPLESOFT
$F800	6A	UNKNOWN

A opção F testará a expansão de ROM no slot Ø. Estas expansões, geralmente, possuem outras linguagens, e por isso é difícil prever o resultado do teste. Se o Apple não possuir expansão de ROM no slot Ø, o resultado será o mesmo que a opção E.

A opção G testará a expansão de ROM em todos os slots. Se não houver expansão de ROM, será impresso na coluna "EXPANSION ROM", a mensagem MISSING para todos os slot's.

Disk II System

Apresenta o seguinte sub-menu:

H - FORMAT DISK
I - SEQUENTIAL READ
J - SEQUENTIAL WRITE/READ
K - RANDOM READ
L - RANDOM WRITE/READ
M - TRACK SEEK
N - DRIVE SPEED
X - BACK TO MAIN-MENU

FORMAT DISK - irá formatar (dividir um disco em trilhas e setores) um disco no drive e slot selecionado.

SEQUENTIAL READ - fará uma leitura sequencial da última para a 1ª trilha. ($22 a $00). Será apresentado um resumo do teste (a letra P significa PASSED ou que o teste passou).

SEQUENTIAL WRITE/READ - fará uma gravação seqüencial seguida de uma leitura seqüencial. Ao fim do teste será exibido um resumo.

RANDOM READ - testará setor por setor em trilhas aleatórias. No fim do teste será exibido o resumo.

RANDOM WRITE/READ - irá gravar rondomicamente todos os setores em trilhas aleatórias.

TRACK SEEK - verifica a movimentação do cabeçote, movendo-o p/ diversas trilhas aleatoriamente.

DRIVE SPEED - permite ajustar a velocidade do motor DC driver. A velocidade deverá ser levemente lenta, ou seja, o indicador deverá ficar à esquerda do zero.

Other Tests

Apresenta o seguinte sub-menu:

O - PHERIPHERAL CARDS
P - KEYBOARD
Q - CRT
R - PRINTER
S - TAPE SYSTEM
T - GAME CONTROLS
U - CPU
X - BACK TO MAIN MENU

A opção O mostrará todos os slots e seu conteúdo. Caso não haja expansão em determinado slot a mensagem "EMPTY" (vazio) será mostrada.

A opção P, permite testar o teclado do Apple. A parte superior do vídeo apresenta caracteres e o título REGULAR. À medida que digitar as teclas, os caracteres correspondem-

tes irão apagando do vídeo. O código SM é a tecla Shift + "M". A parte inferior do vídeo deve ser teclado junto com a tecla CTRL. Para sair, digite ESC 3 vezes seguidas.

O ítem Q permite ajustar os modos gráficos no vídeo e as cores. Um outro sub-menu será apresentado:

Ø - WHITE DOT PATTERN - preenche a tela com pontinhos
1 - COLOR BAR PATTERN - preenche a tela com gráfico de barras
2 - VIOLET SCRREN - preenche toda a tela com a cor violeta
3 - BLUE SCREEN - preenche toda a tela com a cor azul
4 - ORANGE SCREEN - preenche toda a tela com a cor laranja
5 - GREEN SCREEN - preenche toda a tela com a cor verde
6 - WHITE SCREEN - preenche a tela toda com a cor branca
7 - FOCUS PATTERN - desenha um losango dentro de um quadrado
8 - LINEARITY PATTERN - desenha a tela com linhas e colunas espaçadas, formando uma grade
9 - PINCUSHION - desenha um quadrado dentro de outros.

A opção R permite testar a interface paralela no slot selecionado. Será impresso todos os códigos disponíveis na impressora. Para sair, tecle "L".

A opção S permite testar a entrada e saída de cassete, através de gravação e leitura de um padrão de teste.

O gravador deve estar conectado à CPU da seguinte maneira:

gravador	CPU
MIC	CASSETE OUT
EAR	CASSETE IN

Inicialmente, deve ser gravado o padrão na fita (opção 1 do sub-menu). Rebobinar a fita e fazer a leitura (opção 2). Se não houver problemas, será impresso a mensagem "PASSED". Se houver erro durante o teste, será exibido a mensagem "FAILED".

Para a opção T, deve se ter um paddle ou um joystick conectado à saída de jogos. Tanto a variação do potenciômetro quanto a posição da chave push-button serão impressos.

A opção U testa os registradores internos da CPU 6502 (microprocessador).

Link Group of Tests

São os mesmos testes apresentados. A única diferença é que nesse ítem os testes são executados apenas uma vez.

Set/Clear Result Print–Out

Permite imprimir na impressora os resultados dos testes.

End Test Session

Retorna o controle para o Basic. Comandos CDOS não estão disponíveis.

Nota:

Os disquetes Apple Cillin não são vendidos legalmente no país por razões da reserva de mercado e outros motivos alheios a nossa área. Contudo, ele é necessário para uma boa manutenção nos microcomputadores da linha Apple, razão pela qual as empresas que trabalham com Software vendem estes disquetes.

O leitor poderá obtê-los nas Soft Houses e também em escolas de computação.

As indústrias nacionais, fabricantes dos microcomputadores Apple, fornecem aos seus postos autorizados uma cópia deste disquete. O mesmo poderá ser recopiado mediante um código de acesso, fornecido pelo fabricante.

Aqui vale aquele velho ditado popularo: "Quem tem boca, vai a Roma!".

Amplificador estéreo de 24 watts

Terence Irsigler Tannure

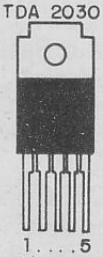
O amplificador proposto aqui contém 2 integrados TDA2030 (versão estéreo) e mais algumas poucas peças complementares, e é de fácil construção.

Hoje em dia, é muito mais fácil construir amplificadores de média e grande potência, utilizando os famosos integrados (circuitos híbridos), não só pelo seu pequeno tamanho e grande potência, como também pelas poucas peças usadas no circuito.

O amplificador aqui publicado é bastante simples e fornece uma boa potência de saída, 24 Watts (12 por canal).

O circuito faz uso de dois não muito famosos integrados, que são o TDA2030. Na **figura 1** é dado as características do mesmo.

TDA 2030



1 5
Pinagem

CARACTERÍSTICAS DO TDA2030

Tensão de alimentação	12	18	18	20	V
Potência de saída	8,12	19,4	12	14,6	W
Carga	4	4	8	8	Ohms
Sensibilidade	160	190	250	300	mV
Corrente máxima	628	980	520	585	mA
Corrente de repouso	30	48	48	50	mA
THD à 1 KHz	902	0,2	0,25	0,6	%

O amplificador aqui proposto corresponde às características dadas no retângulo feito acima

FIGURA 1

O circuito

É utilizado apenas 17 componentes complementares em versão estéreo, e mais algumas poucas peças para a fonte, a qual é simétrica. (**figura 3**).

O transformador da fonte tem sua saída de 15 + 15 V com corrente de 2 ampères e a entrada é para 110 e 220 Volts.

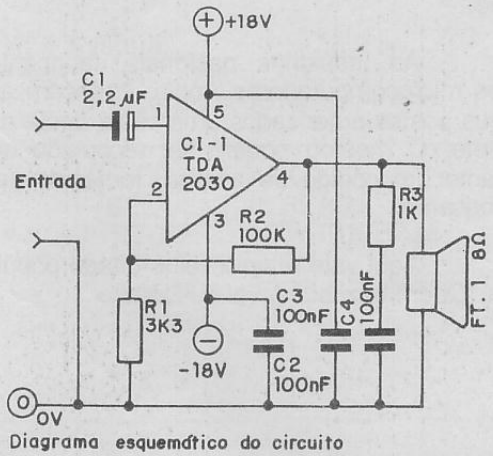


Diagrama esquemático do circuito

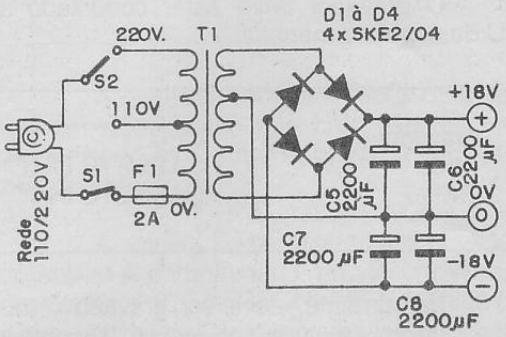


FIGURA 3

É necessário dotar o CI de bom dissipador de calor para não ter perigo do mesmo se danificar por excesso de calor. Os dissipadores devem ter o tamanho, aproximadamente, de 100 mm de comprimento por 30 mm de altura com 2 mm de espessura.

As demais peças são comuns, sendo os resistores de 1/4 de Watt, o capacitor C1 eletrolítico e C2 a C4 são cerâmicos, todos para 25 Volts.

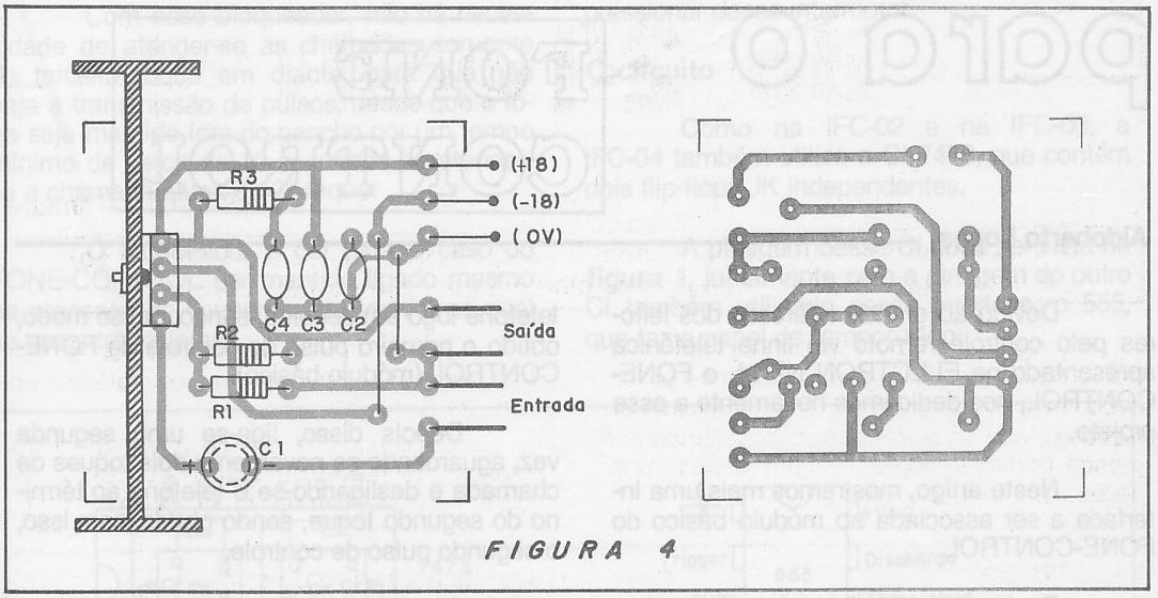


FIGURA 4

Os alto-falantes devem ser de boa qualidade na **figura 5** é dada uma sugestão para a ligação do mesmo, podendo ser ligado mais de um alto-falante.

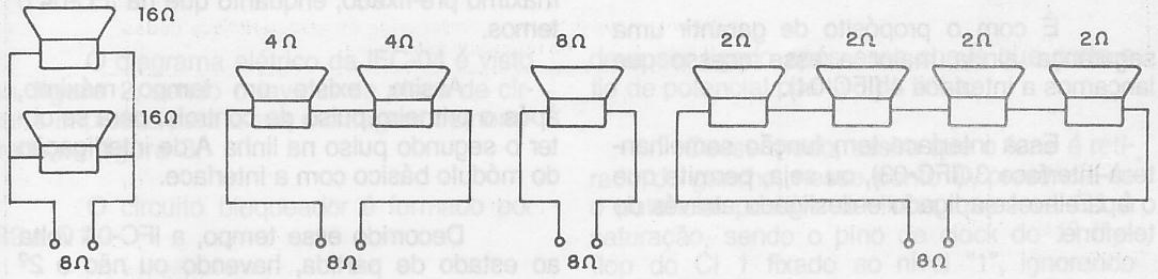


FIGURA 5

Lista de material

CI1 - circuito impresso - TDA2030
D1 a D4 - diodos retificadores SKE2/04
C1 - capacitor eletrolítico - 2,2 µF x 25 V
C2, C3, C4 - capacitores cerâmicos - 100 nF x 25 V
C5 a C8 - capacitores eletrolíticos - 2200 µF x 40 V
R1 - resistor - 3K3 x 1/4 W (laranja, laranja, vermelho)
R2 - resistor - 100 K x 1/4 W (marrom, preto, amarelo)
R3 - resistor - 1 R x 1/4 W (marrom, preto, ouro)
T1 - transformador - primário 110 e 220 V
secundário 15 + 15 V x 2 A
S1, S2 - interruptores comum
FT1 - alto-falante - 15 W ou mais
F1 - fusível - 2 A com soquete
Diversos: caixa para montagem, fio, solda, conectores, placa de circuito impresso etc.

Interface 4 para o FONE CONTROL

Aldoberto Lopes

Devido ao grande interesse dos leitores pelo controle remoto via linha telefônica apresentado na ELÉCTRON Nº 11, o FONE-CONTROL, nos dedicamos novamente a esse projeto.

Neste artigo, mostramos mais uma interface a ser associada ao módulo básico do FONE-CONTROL.

Do lançamento do projeto na revista de nº 11, notamos que a maioria dos interessados no aparelho deram preferência à associação da interface 3 ao módulo básico, buscando com isso uma maior segurança quanto ao acesso ao aparelho sob controle.

É com o propósito de garantir uma segurança ainda maior a esse acesso que lançamos a interface 4 (IFC-04).

Essa interface tem função semelhante à interface 3 (IFC-03), ou seja, permite que o aparelho seja ligado e desligado através do telefone.

Do mesmo modo que na IFC-03, para se obter uma atuação no aparelho sob controle, deve haver a transmissão de dois pulsos de controle pelo FONE-CONTROL (módulo básico), sendo que somente após a transmissão do segundo pulso é que a interface alterará a situação do aparelho a ela conectado, ligando-o, caso esteja desligado, e desligando-o, no caso de encontrar-se ligado.

Relembrando, esses dois pulsos são conseguidos através de duas ligações telefônicas.

Liga-se uma primeira vez, aguardando dois toques de chamada e desligando-se o telefone logo em seguida, sendo, desse modo, obtido o primeiro pulso de controle do FONE-CONTROL (módulo básico).

Depois disso, liga-se uma segunda vez, aguardando-se novamente dois toques de chamada e desligando-se o telefone ao término do segundo toque, sendo obtido, com isso, o segundo pulso de controle.

A diferenciação principal entre a IFC-03 e a IFC-04 é quanto ao intervalo de tempo entre a obtenção do primeiro e do segundo pulso de controle.

Na IFC-03 não havia um intervalo máximo pré-fixado, enquanto que na IFC-04 o temos.

Assim, existe um tempo máximo, após o primeiro pulso de controle, para se obter o segundo pulso na linha **A** de interligação do módulo básico com a interface.

Decorrido esse tempo, a IFC-04 volta ao estado de partida, havendo ou não o 2º pulso, estando apta a nova requisição.

Sendo assim, o acesso, ou melhor, a atuação no aparelho sob controle somente ocorrerá quando o segundo pulso de controle se der dentro da temporização, que se inicia após o primeiro pulso de controle, obtido na linha **A**.

Entre a primeira ligação, para se obter o primeiro pulso de controle, e a segunda, para se obter o segundo pulso na linha **A**, recomenda-se aguardar no mínimo 10 segundos, para que o módulo básico não antenda o primeiro pulso da segunda ligação como sendo o terceiro da primeira.

Outra inovação que trazemos com essa interface é a incorporação de um bloqueador de pulso para o caso do aparelho telefônico ser retirado do gancho no segundo toque de chamada.

Com esse bloqueador, não há necessidade de atender-se as chamadas somente do terceiro toque em diante, para que não haja a transmissão de pulsos, desde que o fone seja mantido fora do gancho por um tempo mínimo de cerca de 10 segundos ao atender-se a chamada antes do 3º toque.

O bloqueador é útil para o caso do FONE-CONTROL ser mantido ligado mesmo na presença de ocupantes do imóvel no qual se encontra instalado.

Como na IFC-03, na IFC-04 há um interruptor de pressão, ligado a uma célula RC amortecedora de rebatimentos dos seus contatos, que permite a atuação imediata sob o aparelho controlado, sendo ligado ao encontrar-se desligado, ou vice-versa, pelo simples pressionar desse interruptor.

O circuito

Como na IFC-02 e na IFC-03, a IFC-04 também utiliza o CI 7473, que contém dois flip-flops JK independentes.

A pinagem desse CI pode ser vista na **figura 1**, juntamente com a pinagem do outro CI também utilizado nessa interface, o 555, que faz o papel de temporizador.

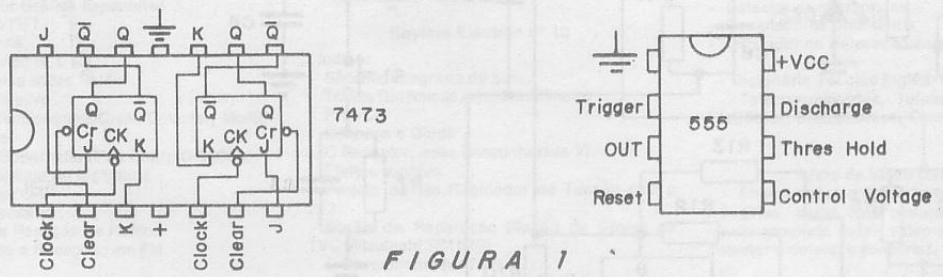


FIGURA 1

O diagrama elétrico da IFC-04 é visto na **figura 2**, sendo o lay-out da placa de circuito impresso para a sua montagem demonstrado na **figura 3**.

O circuito bloqueador é formado por R2 e Q1.

Para que esse circuito funcione, a chave do gancho do aparelho telefônico deve estar cortando o fio de potencial positivo da linha telefônica, portanto, certifique-se disso, invertendo a linha, se necessário.

Outra observação é quanto a ligação do FONE-CONTROL (módulo básico) à linha telefônica que, como vimos na revista nº 11, é feita em paralelo, através dos pontos **F** e **G**. Para que o circuito bloqueador funcione, o ponto **G** deve ser ligado ao fio de menor potencial da linha telefônica, que será tomado como referência ou terra.

O ponto marcado no diagrama por **D** deve ser ligado após essa chave que corta o fio de potencial positivo da linha.

Desse modo, assim que o fone é retirado do gancho, nesse ponto **D**, presencia-se o potencial positivo da linha, que leva Q1 à saturação, sendo o pino de clock do 1º flip-flop do CI 1 fixado ao nível "1", ignorando qualquer pulso que se transmita à linha A.

A célula R3/C1 forma um filtro de ruídos da linha **A** de controle.

Quando o 1º flip-flop recebe um pulso da linha **A**, sua saída Q passa do nível "1" para o nível "0" disparando, via R6/C2, o temporizador formado pelo CI2, resistores R10, R11 e R12 e capacitores C5, C6 e C7.

Uma vez disparado, o temporizador muda sua saída (pino 3) do nível "0" para o nível "1".

Dessa forma, o diodo D3 que, até en-

tão, se encontrava em condução, passa ao estado de não-condução, pela polarização reversa, deixando aptos à condução os diodos D1, D2 e a junção base-emissor de Q2.

Caso haja novo pulso (descida de rampa) na linha **A** dentro da temporização, a saída Q do flip-flop 1 volta ao nível "1" e, como D3 está em polarização reversa, a corren-

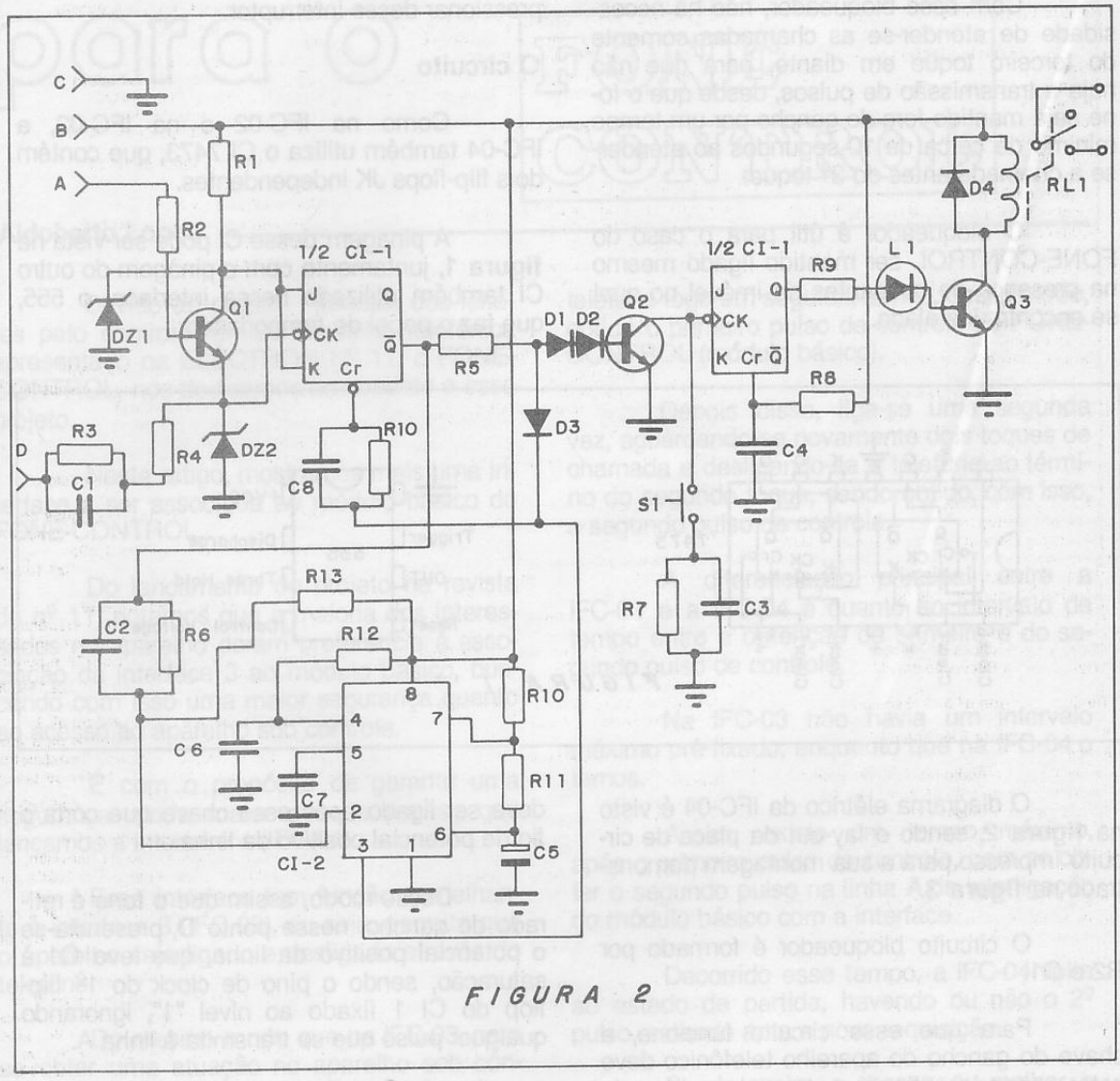


FIGURA 2

te flui através de D1, D2 e da junção base-emissor de Q2, levando-o à saturação.

Com isso, o flip-flop 1 é recondicionado à condição de saída Q em nível "0" e saída Q em nível "1", devido ao pino de clear ter recebido essa mudança de nível via célula R10/C8.

A saturação de Q2 é entendida pelo pino de clock do flip-flop 2 do CI1 como sendo um pulso (descida de rampa) e sua saída Q é alterada do nível "0" para o nível "1", levando Q3 à condução e acionando o relé RL1.

Analisando o caso em que ocorre o segundo pulso de controle dentro da temporização, vejamos o que ocorreria se não houvesse esse segundo pulso.

Vimos que, após o primeiro pulso de controle, a saída do temporizador encontra-se no nível "1" e a saída Q do 1º flip-flop em nível "0".

REVISTAS E LIVROS PELO REEMBOLSO POSTAL PUBLIKIT

Agora você já pode ter os números atrasados da Revista ELÉCTRON e os livros para sua coleção. É só preencher a carta resposta comercial e pedir os números que quiser.
O preço de cada exemplar é o mesmo da última edição em banca.

Revista Eléctron nº 1 - (Esgotada)

Revista Eléctron nº 2 - (Esgotada)

Revista Eléctron nº 3

Índice:
- Simulador Estéreo Profissional
- Deep-meter
- Como os Capacitores armazenam Energia
- Circuitos de retardo de tempo
- Duplicador de Freqüência
- Carga Fantasma para áudio
- Projetos de Reguladores série
- Macetes Técnicos de Consertos de TV
- Seqüencial Rastreadora
- Seção de Reparação (adaptação de TV PAL-M para NTSC)
- O componente (LM381A)
- Informação Técnica - 555
- Um Amperímetro
- Super Display
- Máxima Transferência de Energia

Revista Eléctron nº 4

Índice:
- Equalizador Gráfico Expansível
- Conheça o FET
- Rádio Escuta
- Determinando R, L e Z
- Alguma coisa sobre Relés
- Atuador Seletivo
- Circuitos Ressonantes/Como Calcular, Modificar ou Ajustar
- Seção de Reparação (TVC Sharp C-1602A)
- Sensível Alarme de Incêndios
- Transmissor QRP
- Colunas Sonoras
- Sistema de Redução de Ruídos
- Melhorando a Recepção em FM

Revista Eléctron nº 5 - (Esgotada)

Revista Eléctron nº 6

Índice:
- Transmissor de Áudio por Infra-Vermelho
- Instruções para Teste de Alto-Falantes
- Dissipadores Térmicos para quê?
- O Receptor, esse Desconhecido II
- Entenda as Funções da Linha de Retardo
- Ignição Eletrônica por Descarga Capacitiva
- O Componente (uA777)
- Seção de Reparação (defeitos Eletro/Mecânicos de vídeo cassetes)
- Projete seu próprio Monitor de Vídeo
- Alarme de Toque Temporizado
- Veja como Calcular Antenas de TV

Revista Eléctron nº 7

Índice:
- Olho Eletrônico Infra-Vermelho
- Comandos em linguagem Basic IBM-PC
- O Receptor, esse Desconhecido III
- Como calcular Dissipadores Térmicos
- Mini Gerador 0,7 KHz à 33 MHz
- O Componente (LM111/211/311 - Integrados)
- Transmissor AC de FM
- Circuitos com FET
- Seção de Reparação (Consertos de 3 x 1)
- Escolhendo um Bom Multímetro
- VU Bargraph
- Calculando Divisores de Tensão
- Módulo C-MOS de Comandos para Relé
- Fonte Experimental de Alta Tensão

Revista Eléctron nº 8

Índice:
- Tevescópio
- Funções Lógicas com Componentes Discretos
- Codificação e Decodificação em FM Estéreo
- Os Tiristores e suas Aplicações
- O Componente (TBA820)
- O Receptor, esse Desconhecido IV
- Seção de Reparação (Consertos em Rádio e Toca-fitas de automóveis)
- Conheça o Tone Encoders pela Prática
- Alarme Detector de Ruídos e Vibrações
- Transmissor de AM para Radiodifusão
- Conceitos Básicos para Análise de Circuito
- Restauração de Corrente Contínua em TV

Revista Eléctron nº 9

Índice:
- Misturador de Áudio
- O Inibidor de Cores da TV
- Aplicações Práticas do Tevescópio
- Entenda os Osciladores
- O seu Multímetro
- Construindo Linhas de Retardo 2H
- Seção de Reparação (Reparação em Rádio Cidadão - Transceptores)
- Econômetro
- A Impedância
- O Receptor, esse Desconhecido V
- O Componente (TIP31)
- Toca-Discos Direct Drive
- Controle Remoto Infra-Vermelho
- Amplificador Telefônico

Revista Eléctron nº 10

Índice:
- Sistema Integrado de som
- Testes Dinâmicos com o multímetro
- Prot-Car
- Conheça o Diodo
- O Receptor, esse Desconhecido VI
- Efeitos sonoros
- Projeto de um Regulador de Tensão com o 723
- Seção de Reparação (Seção de Croma do TVC Mitsubishi TC1620)
- O Componente (uA747)
- Motores de vídeo cassete e Tape Deck
- Amplificador de RF linear

Revista Eléctron nº 11

Índice:
- Fone-Control
- Armazenamento de sinais Digitais em Cassete
- Ampliando o fundo de Escala de um Voltímetro
- Amplificador para Cabeça Magnética
- O Componente (TL080/TL081/TL082)
- O Receptor, esse desconhecido VII
- Seção de Reparação (Uso do osciloscópio em reparações de TV a cores)
- Tempo de trânsito
- Potente sinalizador de 12 Volts
- Adaptação de NTSC para PAL-M
- Técnicas de Reparação com um Pesquisador de Sinais
- Fundamentos do Compact Disk Player

Revista Eléctron Especial nº 1
preço Cz$ 110,00

Índice:
- Compressor de Áudio com Indicador de Pico
- Um estudo do carregamento de fita
- Controle de tom para misturador de áudio
- Ampliando fundo de escala de um amperímetro
- O controlador de vídeo 6845
- O Componente (TIC226B - e TIC226D)
- O Receptor, esse desconhecido VII
- Tacômetro sem fio
- Capacitores, suas funções e seu uso
- Armadilha de 3,58 MHz no TV em cores
- Seção de Reparação (Defeitos na seção de croma do vídeo cassete Panassonic 1222)
- Conversor de RF usado em vídeo cassete
- Escuta telefônica por infra-vermelho
- Sintonia digital em televisão
- Gerador de sinais

Transmissores 1
parte integrante da Revista Eléctron Especial nº 1

Índice:
- Princípios de transmissão
- Transmissor de FM ultra-miniatura
- Transmissor telegráfico OM/OC
- Transmissor potente de FM
- Transmissor de alta potência OM/OC

Revista Eléctron nº 12

Índice:
- Alarme infra-vermelho
- Estudo do AGC de croma em TVC
- Circuitos em ponte
- Antenas e propagação
- Expansor Dinâmico
- Teoria de Funcionamento do CDP
- O Componente (uA7900)
- Ruídos
- Equalizador RIAA
- O Receptor, esse desconhecido VIII
- Seção de Reparação (Limpeza e substituição das cabeças em vídeo cassete)
- Bateria de reserva p/RAM
- Detector de microondas
- Comutadores Unilaterais
- Oscilador de Relaxação com operacional

Dicionário Técnico Inglês-Português de:
Telecomunicações, Telefonia, Informática, Eletrônica, Eletrotécnica, Comutação.
Cz$ 150,00

Livro de Vídeo Cassete
Ensina sobre o funcionamento eletrônico e mecânico, assim você poderá ter um entendimento completo sobre vídeo cassete e poderá detectar o defeito e consertar.
Cz$ 150,00

Livro Eletrônica no Automóvel nº 3
Grátis placa de circuito impresso para você montar: Tacômetro, Voltímetro, Termômetro, Medidor de Combustível, VU - Meter ou outros aparelhos para o seu carro.
Cz$ 180,00

Livro Rádio e Eletrônica nº 4
Entenda o funcionamento da televisão, para você aprender a consertar a TV. **Grátis** placa de circuito impresso para você montar o TV ajustador, aparelho usado para verificar a boa recepção da TV.
Cz$ 180,00

Livro Rádio e Eletrônica
A Eletrônica relacionada com o som nº 5
Grátis placa de circuito impresso para você montar um amplificador de 20 W (40 W - estéreo). Entenda e monte o seu sistema de som.
Cz$ 180,00

Livro Rádio e Eletrônica - Conserte Aparelhos Eletrônicos nº 6
Saiba como identificar os componentes. Monte um injetor-seguidor de sinais e aprenda a usá-lo. Roteiro para localização de defeitos. Como testar componentes e consertar rádio receptor.
Cz$ 150,00

Livro Rádio e Eletrônica - Conserte Aparelhos Eletrônicos nº 7
Medições com o multímetro, reparação de TV, reparação com o injetor de sinais, gerador de formas de onda na oficina, montagem e uso de um gerador de áudio
Cz$ 150,00

Livro Eletrônica Digital
Princípios de Tecnologia Digital, projetos práticos, informações sobre componentes.
Cz$ 150,00

Pedidos pelo Reembolso Postal à Publikit Publicidade e Comércio de Kits Ltda.
Preencha a "Solicitação de Compra" da página 80

Não havendo o segundo pulso de controle, ao término da temporização, o CI2 tem a passagem da sua saída do nível "1" para o nível "0"

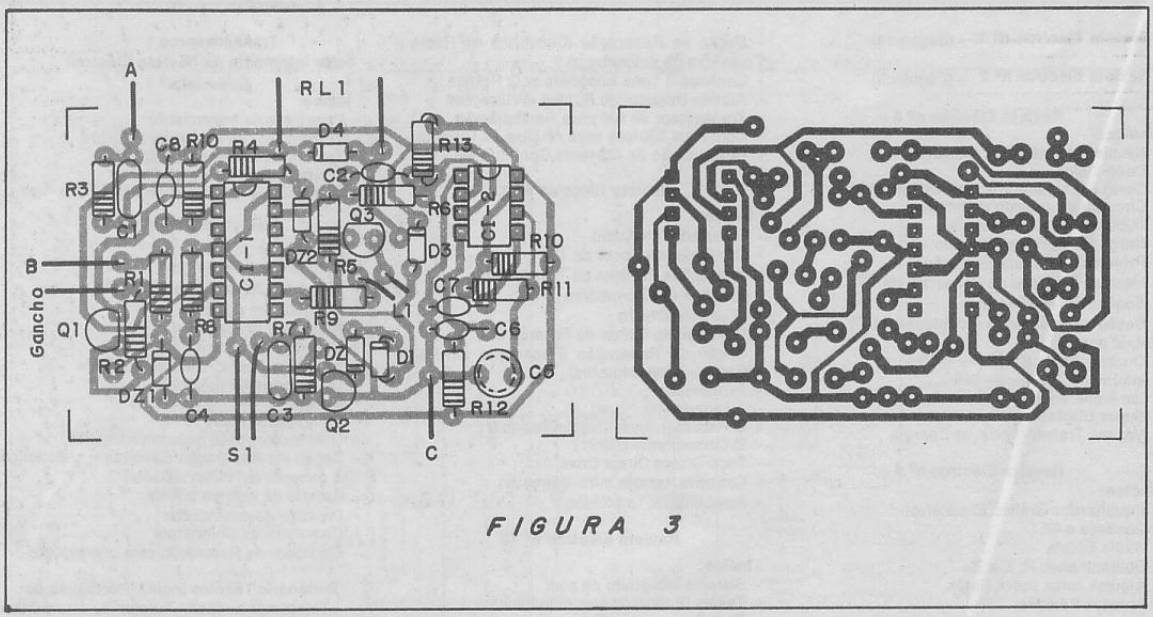


FIGURA 3

Embora a saída Q tenha passado ao nível "1", o transístor Q3 agora não sai da situação de corte, pois Q3 encontra-se em condução. Sendo assim, não há alteração alguma nas saídas do flip-flop 2, ou seja, no aparelho controlado.

Vemos, portanto, que, não ocorrendo o 2º pulso de controle dentro da temporização, cessada a mesma, a interface IFC-04 retorna à condição inicial, como se nenhum pulso tivesse sido transmitido, sendo que, novamente, ela irá aguardar dois pulsos de controle para que haja alteração no aparelho controlado, com a particularidade de que o segundo pulso deverá ocorrer dentro do tempo limite após a transmissão do primeiro pulso de controle.

Outro caso possível seria a transmissão do segundo pulso de controle após o tempo limite decorrido em seguida à transmissão do 1º pulso ter se esgotado.

Nesse caso, esse segundo pulso será entendido como um novo primeiro pulso de controle.

Lista de material

CI1 - 7473
CI2 - 555
Q1, Q2, Q3 - BC548
D1, D2, D3 - 1N4148
D4 - 1N4001
DZ1, DZ2 - BZX794V7
C1, C3 - 68 KpF
C2, C7 - 47 KpF

C4, C6, C8 - 100 KpF
C5 - 100 µF x 16 V
R1 - 150 Ohms x 1/4 W (marrom, verde, marrom)
R2 - 22 KOhms x 1/8 W (vermelho, vermelho, laranja)
R3, R7, R10 - 56 KOhms x 1/8 W (verde, azul, laranja)
R4 - 680 Ohms x 1/8 W (azul, cinza, marrom)
R5, R13 - 2K7 x 1/8 W (vermelho, violeta, vermelho)
R6, R8, R12 - 180 KOhms x 1/8 W (marrom, cinza, amarelo)
R9 - 470 Ohms X 1/8 W (marrom, preto, verde)
L1 - led vermelho comum
S1 - interruptor de pressão N.A.
RL1 - Relé p/12 V DC

Fonte de alimentação automática 110/220 volts

Sérgio R. Antunes

A tendência dos vídeo cassetes, câmeras e aparelhos de televisão é utilizar um seletor automático de tensão 110/220 V, dispensando os ajustes manuais. Isto, sem dúvida, veio facilitar a vida de muita gente, principalmente daqueles que viajam para uma cidade que a rede local seja diferente da sua e, ao ligar o aparelho na tomada, puff!!

Neste artigo, vamos explicar o funcionamento do circuito responsável por esta função.

Princípio de funcionamento

Na **figura 1** vemos o circuito elétrico do circuito detector de rede e seletor automático de voltagem.

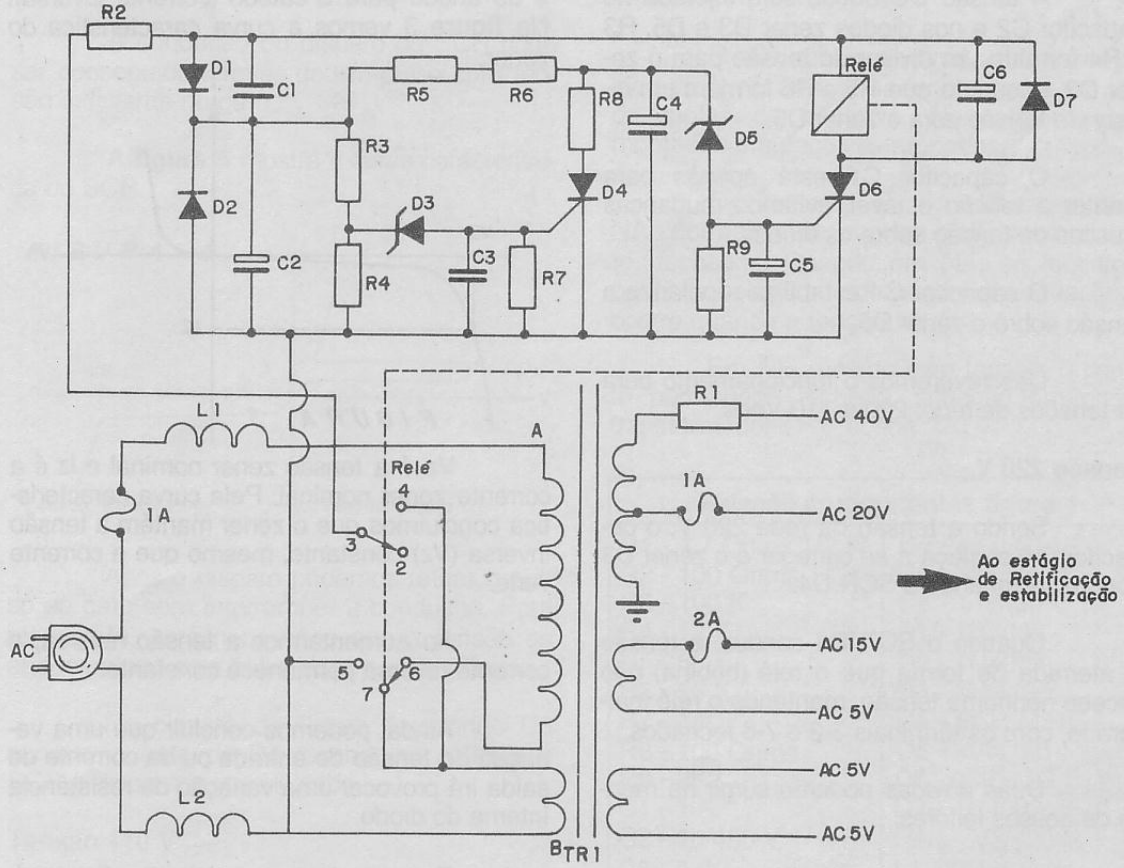


FIGURA 1

O relé (contatos) e o transformador TR1 constituem a etapa de potência. Através dos enrolamentos do secundário de TR1 serão distribuídas tensões AC de diversos valores para a seção de retificação, filtragem e estabilização.

A **figura 2** nos mostra um diagrama em blocos situando o detector e seletor de voltagem.

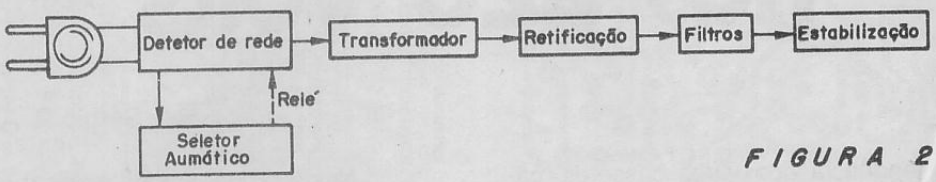


FIGURA 2

Assim que o cabo de força é conectado na tomada, os contatos do relé permanecem inalterados e parte da tensão CA que vai para o transformador segue até os diodos D1 e D2. Estes diodos irão retificar a tensão CA, pois o circuito seletor automático trabalhará com tensão DC.

A tensão DC obtida será injetada no capacitor C2 e nos diodos zener D3 e D5. R3 e R4 formam um divisor de tensão para o zener D3, enquanto que R5 e R6 formam um divisor de tensão para o zener D5.

O capacitor C1 está apenas para manter a tensão estável, evitando mudanças bruscas de tensão sobre os diodos.

O capacitor C4 estabiliza e polariza a tensão sobre o zener D5.

Descreveremos o funcionamento para as tensões de rede: 220 e 110 Volts.

Tensão 220 V

Sendo a tensão da rede 220 V, o capacitor C4 começa a se carregar e o zener D3 conduz, acionando o SCR D4.

Quando o SCR D4 conduz, a tensão é aterrada de forma que o relé (bobina) não recebe nenhuma tensão, mantendo o relé inalterado, com os terminais 3-2 e 7-6 fechados.

Duas dúvidas poderão surgir na mente de nossos leitores:

1 - Por que quando C4 se carrega, o zener D3 conduz?

O circuito utiliza um relé, SCR e diodos zeners para efetuar a seleção automática.

Em condições normais, ou seja, antes de conectar o cabo de força na tomada CA, os terminais 3-2 e 7-6 do relé estão fechados. Nesta situação, o transformador TR1 fica conectado para 220 V, unindo pelo relé os enrolamentos A-B de TR1.

2 - O que faz o SCR D4 conduzir?

Vamos respondê-las relembrando os conceitos de zener e SCR.

Diodo zener

No diodo zener o sentido da corrente é do anodo para o catodo (corrente inversa). Na **figura 3** vemos a curva característica do zener.

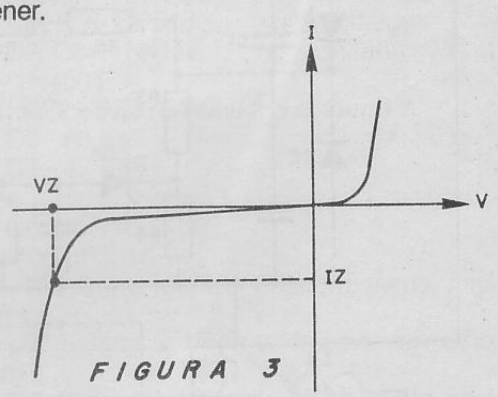


FIGURA 3

Vz é a tensão zener nominal e Iz é a corrente zener nominal. Pela curva característica concluímos que o zener mantém a tensão inversa (Vz) constante, mesmo que a corrente varie.

Ao aumentarmos a tensão reversa, a corrente reversa permanece constante.

Ainda, podemos concluir que uma variação de tensão de entrada ou da corrente de saída irá provocar uma variação da resistência interna do diodo.

Retornando ao circuito da **figura 1**, quando C4 se carrega, D3 recebe uma tensão

que deve ter o seu valor nominal. Por exemplo, se o zener é de 13 V, a tensão ali será de 13 V. Ao conduzir D3, o SCR será gatilhado.

SCR

SCR - Retificador Controlado de Silício - é um diodo que conduz corrente polarizada, chaveado por um gatilho eletrônico.

A **figura 4** ilustra o modelo eletrônico do SCR, conhecido também como dispositivo de 4 camadas semicondutoras.

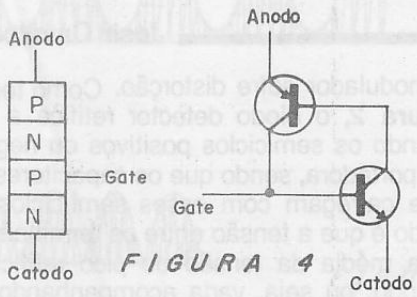


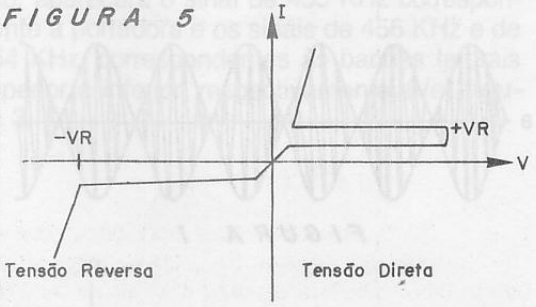
FIGURA 4

Em condições normais, sem tensão sobre o gate, o diodo anodo-catodo está aberto. Dizemos que ele está bloqueado.

A condução ou disparo do SCR pode ser conseguido através de um pulso com tensão suficiente no gate.

A **figura 5** mostra a curva característica do SCR.

FIGURA 5



Após o disparo podemos retirar o pulso do gate sem interromper a condução. Para bloqueá-lo, será necessário que a tensão se anodo-catodo caia baixo de um valor mínimo.

No circuito da **figura 1**, quando D3 conduz, o gate de D4 recebe um pulso e o SCR é disparado, conduzindo.

Tensão 110 V

Sendo a tensão de rede 110 V, o capacitor C4 carrega na metade e isto impede do zener D3 conduzir, pois a tensão que chega nele é menor do que a nominal (exemplo: 13 V).

Por outro lado, o zener D5 vai conduzir e irá acionar o SCR D6 que, ao conduzir, alimenta a bobina do relé.

O relé, por sua vez, mudará a posição dos contatos 3 e 5, comutando TR1 para o primário de 110 V.

R9 polariza D5 e C5 estabiliza a tensão de disparo do SCR.

R7 polariza D3 e C3 estabiliza a tensão de disparo do SCR.

D3 é o detector de 220 V e D5, de 110 V.

D7 é o diodo limitador e está protegendo a bobina do relé, enquanto que o capacitor C6 estabiliza a tensão de alimentação do relé.

O relé consta de uma bobina com núcleo de ferro, uma armadura móvel e um jogo de molas de contacto. Normalmente, são montados em peças estampadas.

Os contatos são divididos em dois: NA - normalmente, abertos e NF - normalmente, fechados. Quando em NA, só fechará a partir da bobina se energizar. Esta situação só ocorre quando a tensão for 110 V.

Em NF, mesmo sem tensão, o contato permanece fechado, situação em que o transformador TR1 recebe 220 V.

Relação componentes figura 1	
R1 - 4,7 Ohms 1/2 W	C4 - 47 µ/63 V
R2 - 100 Ohms 1/2 W	C5 - 33 µ/16 V
R3 - 100 K	C6 - 1 µ/450 V
R4 - 12 K	D1 - 1N4002
R5 - 56 K	D2 - 1N4002
R6 - 56 K	D3 - MA4130
R7 - 1 K	D4 - SCR M21CA
R8 - 100 Ohms	D5 - MA4180
R9 - 2K2	D6 - 03P5MG
C1 - 1 K	D7 - 1N4002
C2 - 1µ/450 V	Relé - VSY2043
C3 - 0,01	L1, L2 - choque

Recepção em SSB

Josir Cavalcanti

Em artigo anterior (Revista nº 13) havíamos falado sobre a transmissão em SSB e as vantagens das comunicações através deste método. Agora, analisaremos o receptor de SSB, completando o ciclo.

Como vimos anteriormente, o transmissor de SSB se comporta como um transmissor de AM comum, com a única diferença de, no lugar de irradiar a portadora e suas bandas laterais, resultantes do batimento entre o sinal de áudio e a própria portadora, irradia apenas uma das bandas laterais resultantes desse mesmo batimento.

Desta forma, à primeira vista, o receptor de SSB seria um receptor de AM convencional, já que pode-se usar até a mesma FI de 455 KHz, com largura de banda suficiente para abrigar tanto a banda lateral superior como a banda lateral inferior.

Na prática, no entanto, o receptor de AM convencional é incapaz de demodular e reproduzir o sinal de SSB e isso é devido justamente à falta da portadora, como vemos na **figura 1**.

Na figura supra, ilustramos em A a portadora de RF modulada em amplitude, segundo o sistema convencional. Como vemos, a amplitude do sinal varia em função do sinal de áudio sobreposto a ele; e em B ilustramos uma portadora modulada em SSB. Também nesta, ocorrem variações de amplitude em decorrência do sinal de AF sobreposto, porém, se observarmos bem as duas figuras, verificaremos que a forma de onda da portadora modulada em amplitude é diferente da forma de onda da portadora de SSB.

Em decorrência destas diferenças, na demodulação a diodo, o sinal de AF na saída do demodulador sofre distorção. Como temos na **figura 2**, o diodo detector retifica a RF eliminando os semiciclos positivos ou negativos da portadora, sendo que os capacitores do filtro se carregam com esses semi-ciclos. O resultado é que a tensão entre os terminais de C2 é a média da tensão de pico retificada pelo diodo, ou seja, varia acompanhando as variações do sinal de AF à portadora.

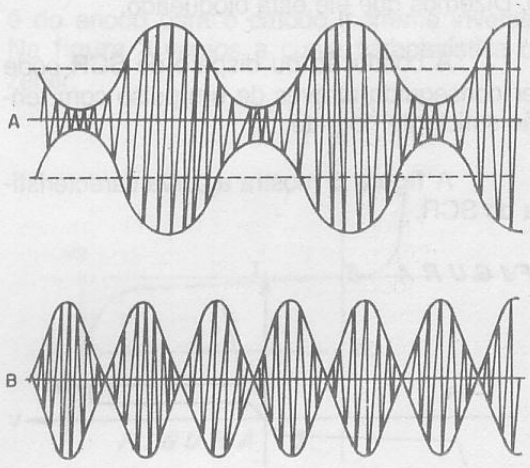


FIGURA 1

Quando o sinal modulado em SSB é aplicado ao mesmo detector, tal como sucede com o sinal de AM, ocorre a retificação e os capacitores se carregam com a média da amplitude da RF retificada, porém, devido à deformação introduzida na retificação, o sinal de áudio resultante também é deformado, impedindo o entendimento da mensagem.

Podemos explicar de uma outra maneira a impossibilidade do detector a diodo de demodular devidamente o sinal de SSB. Como sabemos, o sinal de FI corresponde à con-

versão da portadora para a freqüência de 455 KHz, bem como à conversão de sua banda lateral, sendo que, quando está presente uma banda lateral, a outra é suprimida, ou seja, o transmissor de AM irradia as bandas laterais alternadamente.

Desta forma, os sinais correspondentes à portadora convertida em FI e sua banda lateral serão misturados no diodo detector; a intermodulação resultante da não-linearidade desse detector fará aparecer na saída um sinal correspondente à soma e outro à dife-

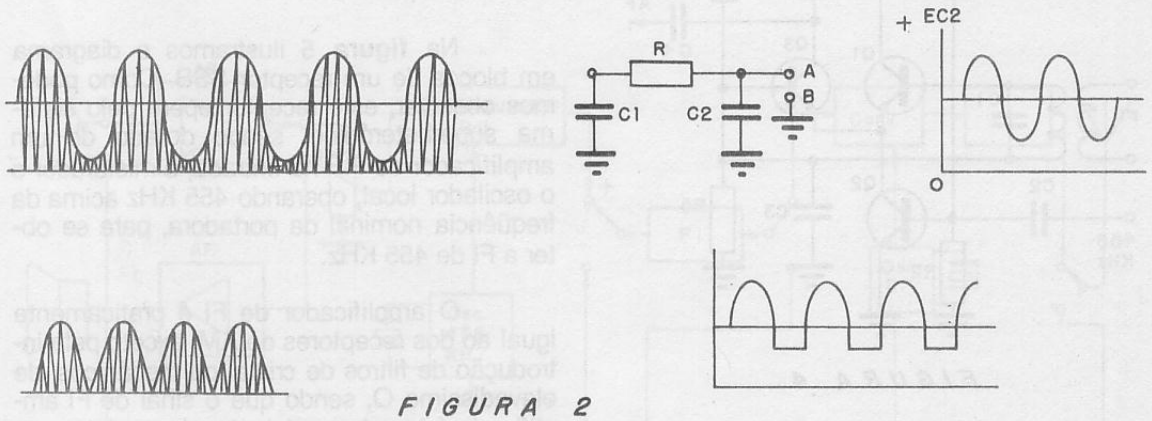


FIGURA 2

rença entre os valores de freqüência dos sinais misturados.

Para facilitar o entendimento, vamos dar um exemplo numérico: Suponhamos uma emissora de AM com freqüência nominal fo de qualquer valor, cuja portadora seja modulada por um sinal de AF de 1 Khz. Na conversão, aparecerá o sinal de 455 KHz correspondente à portadora e os sinais de 456 KHz e de 454 KHz, correspondentes às bandas laterais superior e inferior, respectivamente. (Ver **figura 3**).

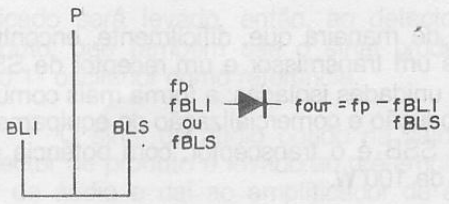


FIGURA 3

Estes sinais serão misturados no diodo detector; assim, na saída do detector aparecerá um sinal com freqüência de 898 ou 901 KHz (a soma) e um sinal de 1 Khz, correspondente à diferença entre os valores de freqüência da FI e das bandas laterais.

O filtro passa-baixas colocado após o detector elimina totalmente os sinais-soma, mas dá passagem ao sinal de AF. Desta forma, a portadora fornece um elemento de referência para que o detector possa fazer a demodulação por batimento, ou por retificação da RF, ou ambos simultâneamente, resultando sempre no sinal de AF.

Ora, na transmissão em SSB não é irradiada a portadora; assim, o demodulador fica sem a referência em questão, ficando impossibilitado de executar a contento sua tarefa.

Nestas condições, a primeira idéia que pode ocorrer é a de reconstituir a portadora antes de fazer a demodulação, o que ocorre, de fato, nos decodificadores estéreo.

Na prática, utiliza-se um demodulador especial, chamado DETECTOR DE PRODUTO, cujo diagrama esquemático básico ilustramos na **figura 4**; este circuito é extremamente parecido com o MODULADOR BALANCEADO e o princípio de funcionamento, na verdade, é o mesmo. Como se pode observar, trata-se de um amplificador diferencial,

sendo Q1 e Q3 os amplificadores e Q2 funciona como a fonte de corrente constante, sendo polarizado por R1 e R2.

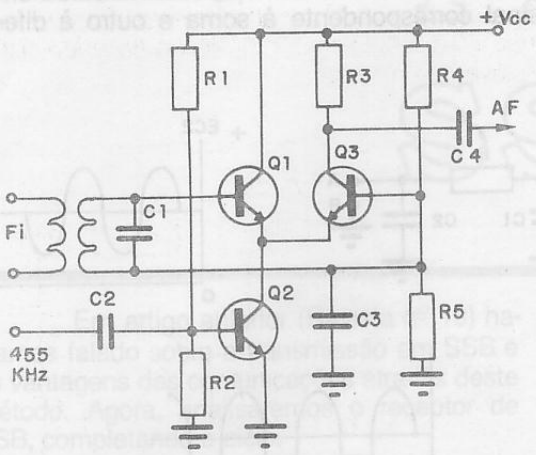


FIGURA 4

O sinal de FI resultante da conversão da portadora de SSB é aplicado simultaneamente a Q1 e Q3, enquanto que um sinal de 455 Khz, produzido por um oscilador controlado a cristal é introduzido em Q2.

Devido ao efeito de cancelamento mútuo introduzido pelo amplificador diferencial, a RF é eliminada e, no coletor de Q3, aparece o sinal de áudio que modulou originalmente a portadora.

Na **figura 5** ilustramos o diagrama em blocos de um receptor SSB. Como podemos observar, este receptor opera pelo sistema superheteródino, sendo dotado de um amplificador de RF na entrada, o misturador e o oscilador local, operando 455 KHz acima da freqüência nominal da portadora, para se obter a FI de 455 KHz.

O amplificador de FI é praticamente igual ao dos receptores de AM, exceto pela introdução de filtros de cristal ou mecânicos, de elevadíssimo Q, sendo que o sinal de FI amplificado é levado ao detector de produto, que recebe tanto este sinal, como o de 455 KHz produzido por um segundo oscilador, esté controlado a cristal. A AF resultante é levada, en-

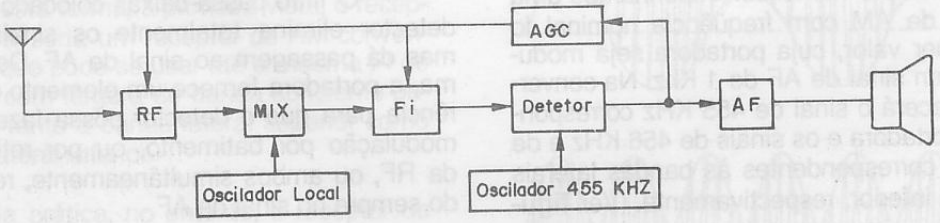


FIGURA 5

tão, a um amplificador de áudio para reprodução.

Na verdade, o oscilador controlado a cristal não opera exatamente em 455 KHz, mas em uma freqüência ligeiramente diferente, sendo que os receptores são dotados de dois cristais, um para a banda lateral superior e outro para a banda lateral inferior, dependendo do sistema adotado na comunicação.

Devido à incompatibilidade entre SSB e AM, sistema não pode ser adotado em radiodifusão, ficando restrito às telecomunicações, de maneira que, dificilmente, encontraremos um transmissor e um receptor de SSB como unidades isoladas; a forma mais comum de produção e comercialização do equipamento de SSB é o transceptor, com potência de saída de 100 W.

Na **figura 6** ilustramos o diagrama em blocos simplificado de um transceptor de SSB; através de uma chave ou relé, se faz as comutações necessárias para que o aparelho passe da transmissão à recepção, e vice-versa; sendo que na **figura 6** representamos as chaves na posição "Transmite" (T).

Nesta posição, o microfone é ligado à entrada de um pré-amplificador de AF, cuja saída é ligada à entrada de AF do modulador balanceado, que recebe o sinal de 455 KHz do 1º oscilador, produzindo uma FI de 455 KHz correspondente a uma portadora modulada em SSB. Nesta altura, estão presentes as duas bandas laterais, que serão filtradas nos filtros mecânicos do canal de FI, eliminando-se uma delas. O sinal de FI é então levado a um conversor onde será misturado com o sinal produzido pelo 2º oscilador. O sinal resultante do batimento entre essas duas freqüências será a portadora do transceptor, que será amplificada pela etapa de saída (TX) e levada à antena.

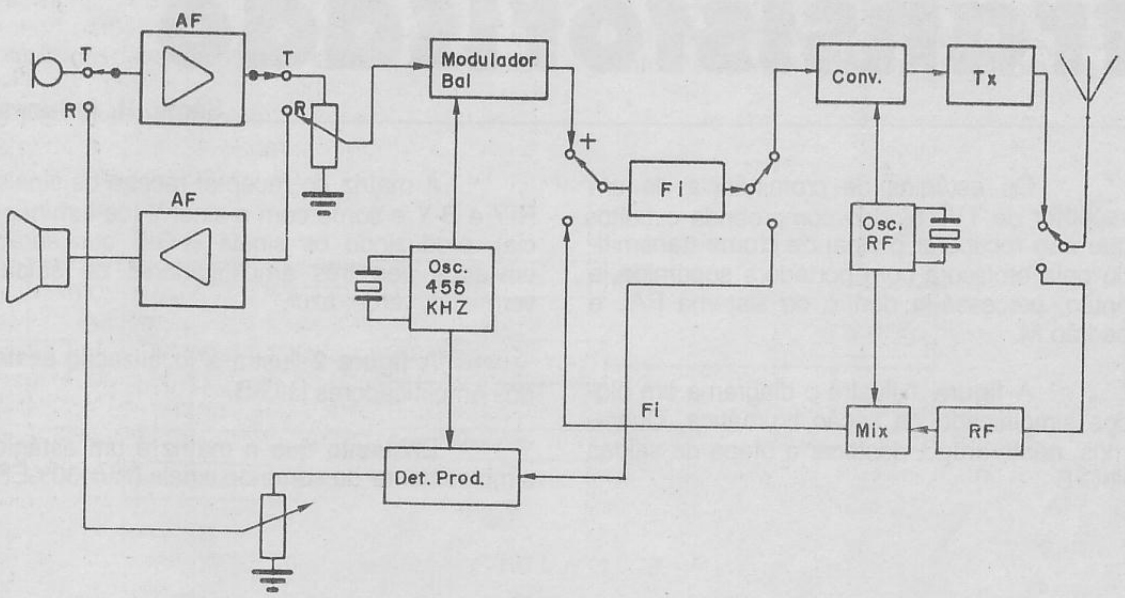


FIGURA 6

Na recepção, a portadora é captada pela antena, amplificada pelo ampliador de RF da entrada e levada ao misturador de recepção, onde entrara em batimento com o sinal produzido pelo mesmo 2º oscilador.

A FI resultante é introduzida na entrada do mesmo amplificador de FI e o sinal amplificado será levado, então, ao detector de produto, que também usa o sinal produzido pelo 1º oscilador como referência.

O sinal de áudio obtido na saída do detector de produto é levado ao pré-amplificador de áudio e daí ao amplificador de áudio para reprodução no alto-falante.

Normalmente, os amplificadores de áudio são dotados de potência de saída entre 1 2 W, como tomada para fone de ouvido.

O transmissor do transceptor normalmente é dotado de circuito ALC e o receptor também é dotado de CAG, além de um controle manual da sensibilidade do canal de FI, que é desativado durante a transmissão.

O receptor também pode ser provido de circuitos canceladores de ruído ou squelch e um controle clarificador, que atua no detector de produto.

Variando-se a freqüência de operação do 2º oscilador, se varia a freqüência nominal do transceptor.

Os transceptores de SSB são utilizados na faixa de RF para redes de serviço privado, por rádio-amadores e na Faixa do Cidadão, sendo que nos Estados Unidos, alguns canais da Faixa do Cidadão foram reservados exclusivamente para SSB.

Saída R-G-B do TV colorido transistorizado

Sérgio R. Antunes

Os estágios de crominância de um receptor de TV colorido compreende circuitos que irão recuperar o sinal de croma transmitido pela emissora com portadora suprimida, e então, processá-lo dentro do sistema PAL e padrão M.

A **figura 1** ilustra o diagrama em blocos simplificado da seção cromática. Queremos, neste artigo, destacar a etapa de saídas R-G-B.

A matriz do receptor recebe os sinais R-Y e B-Y e soma com o sinal Y (de luminância), produzindo os sinais R-G-B que serão enviados aos três amplificadores de saída: vermelho, verde, azul.

A **figura 2** ilustra a localização exata dos amplificadores R-G-B.

Enquanto que a matriz é um estágio simplesmente de soma de sinais (Y = 30%ER + 59%EG + 11%EB), as saídas R-G-B já atuam numa etapa de potência. Como os sinais fornecidos pela matriz já estão em proporções corretas, os ganhos dos três amplificadores devem ser iguais. Logo, concluímos que os três amplificadores são, praticamente, idênticos.

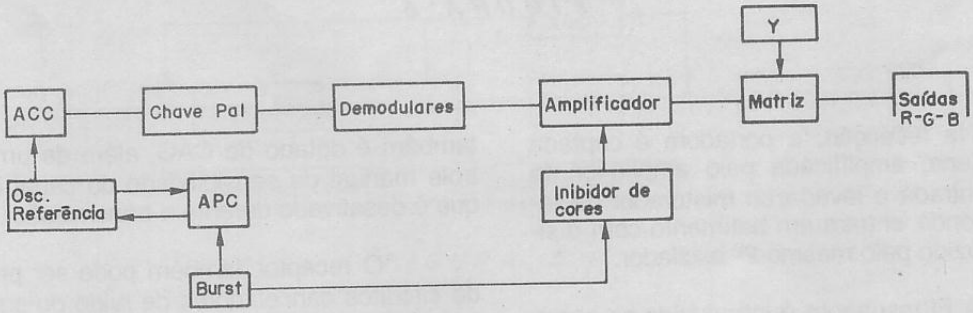


FIGURA 1

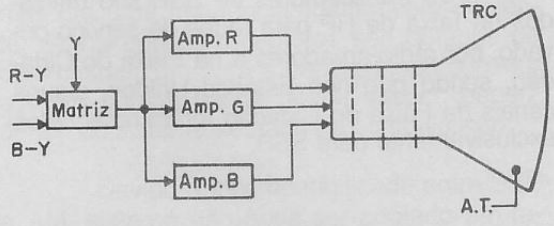


FIGURA 2

Portanto, fica conceituado que a função dos amplificadores de saída R-G-B é a de excitar o TRC - Tubo de Raios Catódicos.

A excitação do TRC, ou cinescópio, pode ser feita por duas formas:

1 - matrizagem R-Y, G-Y e B-Y
2 - matrizagem R, G, B

Matrizagem R-Y, G-Y e B-Y

Esta matrizagem é chamada de matrizagem Y e diferença de cor.

Este método implica a utilização de quatro amplificadores de saída de vídeo; um para Y e outros três para as diferenças de cor.

Destes, apenas o amplificador de luminância deve apresentar a faixa total de vídeo de, aproximadamente, 4 MHz, enquanto que os de diferença de cor tenham uma largura de 1,3 MHz. Isso faz com que os amplificadores de diferença de cor possam operar com maior impedância de carga e, conseqüentemente, menor consumo.

A **figura 3** ilustra o diagrama em blocos da saída por matrizagem de diferença de cor.

A matrizagem é uma operação linear. O fato de parte dela ser efetuada nas grades (conforme vemos na **figura 3**) faz com que os

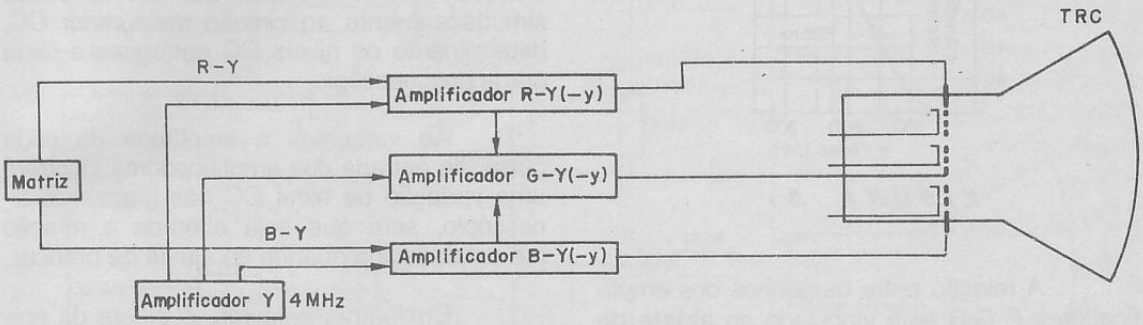


FIGURA 3

catodos do cinescópio apresentem um afastamento em relação à linearidade, resultando em erro de reprodução cromática. Esse afastamento deve-se ao fato de as características de transferência relativas à excitação em catodo serem diferentes (e não linearmente) daquelas relativas à excitação em grade.

Por esta razão, este método está em desuso, e mais provavelmente só será encontrado nos televisores valvulares antigos.

Matrizagem R-G-B

Nesta saída por matrizagem R-G-B três amplificadores são necessários, todos com faixa ampla. As características de resposta dos três devem ser as mais próximas possíveis.

As excursões máximas dos três sinais de cor, necessárias para correta excitação do tubo, são idênticas e, portanto, a matrizagem é linear e correta.

A excitação do cinescópio através de um só tipo de eletrodo de controle facilita a execução de funções, tais como: apagamento dos retraços, limitação da corrente de feixes etc.

A **figura 4** ilustra a curva de resposta que cada um dos três amplificadores R-G-B deve ter.

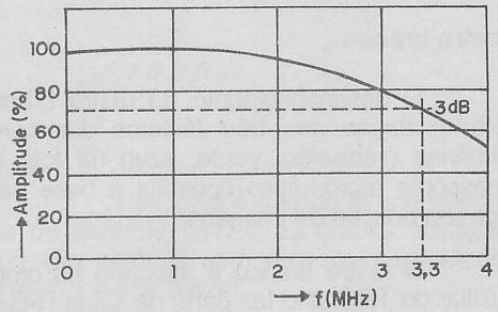


FIGURA 4

A **figura 5** ilustra a curva de resposta em freqüência da associação R,G,B com o sinal Y.

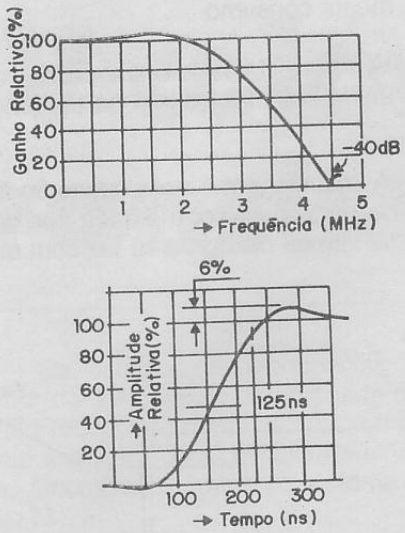


FIGURA 5

A relação entre os ganhos dos amplificadores R-G-B está vinculado ao **ajuste de branco**, que é a correta dosagem das correntes de feixe do cinescópio para uma correta reprodução do branco e dos cinzas.

Para esse ajuste dispõe-se de três tipos de variáveis, que podem ser utilizados em diferentes combinações: a tensão de polarização de grade 1, a tensão de polarização de grade 2 e a amplificação da amplitude dos sinais de excitação fornecido ao TRC.

Isto irá produzir algumas diferenças nos ganhos dos três amplificadores. Estas diferenças de ganho terão como objetivo compensar eventuais desproporções entre os sinais R-G-B fornecidos pela matriz aos pré-amplificadores.

Rastro branco

O desenvolvimento do rastro branco pela excitação dos três fósforos das cores primárias (vermelho, verde, azul) na tela do cinescópio tricromático constitui a base para toda reprodução de imagens.

O rastro branco é ajustado na grade auxiliar do TRC. Isto faz parte da saída R-G-B, que precisa atuar em 100% na imagem.

Controle de luminosidade

Como os sinais R-G-B dependem do sinal Y para serem processados, o controle de luminosidade influi consideravelmente nas cores.

O controle de luminosidade não desloca o ponto de operação dos amplificadores, nem altera o ajuste de branco.

Este controle consiste na obtenção, a partir do TSH, de um pulso de forma conveniente, positivo e de amplitude controlável, para posterior injeção nos três amplificadores.

Esses pulsos estarão na saída e, adicionados aos pulsos fixos que são aplicados simultaneamente ao circuito restaurador CC, determinarão os níveis CC entregues a cada grade do cinescópio.

Ao variarmos a amplitude de cada pulso, na entrada dos amplificadores, ocorrerá uma variação de nível CC nas grades do cinescópio, sem que seja alterada a relação pre-estabelecida quando do ajuste de branco.

Em outras palavras, o ajuste da amplitude do pulso de entrada pode ser considerado funcionalmente como um controle de brilho.

Focalização

Os sinais recebidos dos circuitos de saída de varredura horizontal e vertical servem para acionar o circuito de focalização e convergência dinâmica. A **figura 6** ilustra o diagrama em blocos do circuito de focalização que faz parte das saídas R-G-B.

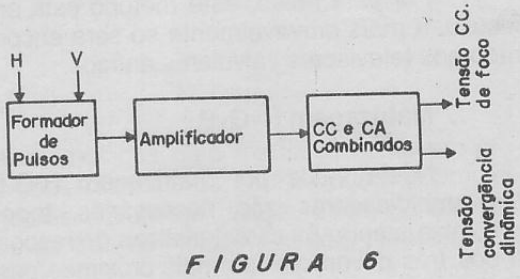


FIGURA 6

Os sinais de varredura horizontal e vertical são misturados para formar um pulso, que após ser amplificado, terá combinado as

componentes CA e CC. Isto irá produzir tensões necessárias para focalização e convergência dinâmica dos três feixes eletrônicos na tela do cinescópio tricromático.

A convergência dinâmica só existe para os televisores dotados de tubo delta, sendo desnecessária para os televisores mais novos, que usam tubos in line (em linhas).

A forma do componente horizontal de CA é uma modificação da forma de onda senoidal, enquanto a do componente vertical tem forma parabólica.

Circuito R-G-B

A **figura 7** ilustra o circuito de saída R-G-B do TV Sharp modelo C1602A. O circuito foi redesenhado para melhor se adequar às explicações deste tema.

A fim de acionar suficientemente os catodos, 170 VDC devem ser aplicados aos

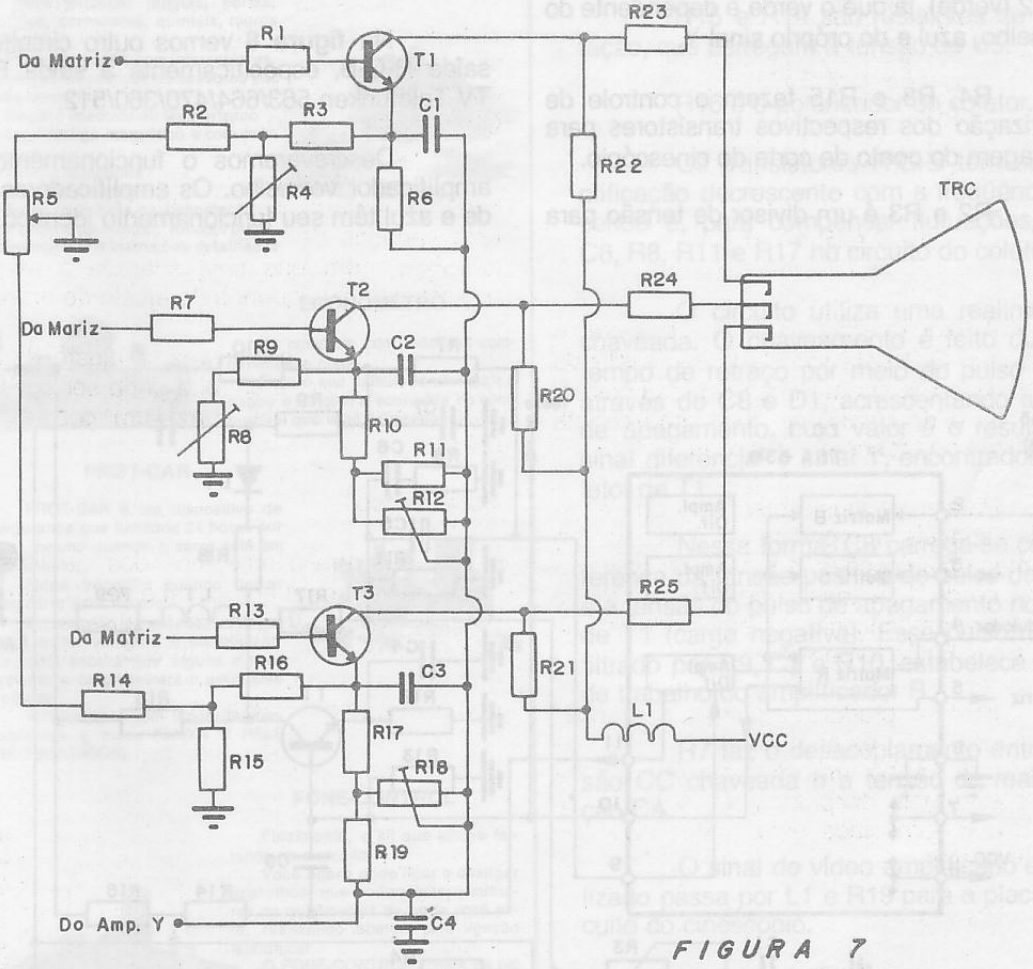


FIGURA 7

coletores dos transístores de saída, que são:

T1 - saída R
T2 - saída G
T3 - saída B

L1 desenvolve a tensão de VCC.

O cinescópio é do tipo in line. As grades de controle (G1) e as grades auxiliares (G2) são comuns com respeito aos catodos vermelho, verde e azul.

Descreveremos os componentes de

polarização dos transístores T1, T2, T3.

R1 desenvolve o sinal proveniente da matriz (R).

R7 desenvolve o sinal G recuperado também na matriz.

R13 desenvolve o sinal B produzido na matriz.

R5 é o controle de cor, que atua na polarização dos emissores de T1 (vermelho) e T3 (azul).

Como se pode observar, ele não atua no T2 (verde), já que o verde é dependente do vermelho, azul e do próprio sinal Y.

R4, R8 e R15 fazem o controle de polarização dos respectivos transístores para ajustagem do ponto de corte do cinescópio.

R2 e R3 é um divisor de tensão para o ajuste do ponto de corte do canhão vermelho.

Os circuitos de emissores dos transístores de saída de verde e de azul são providos de controles de acionamento G e acionamento B, respectivamente R12 e R18, os quais variam o ganho AC de cada circuito, individualmente, para fazer o balanceamento do branco.

C1, C2 e C3 são capacitores de absorção de picos, matendo os emissores devidamente polarizados.

Os demais resistores estão classificados como divisores de tensão e polarização.

Na **figura 8** vemos outro circuito de saída R-G-B, especificamente a saída R do TV Telefunken 563/664/470/360/512.

Descreveremos o funcionamento do amplificador vermelho. Os amplificadores verde e azul têm seu funcionamento idêntico.

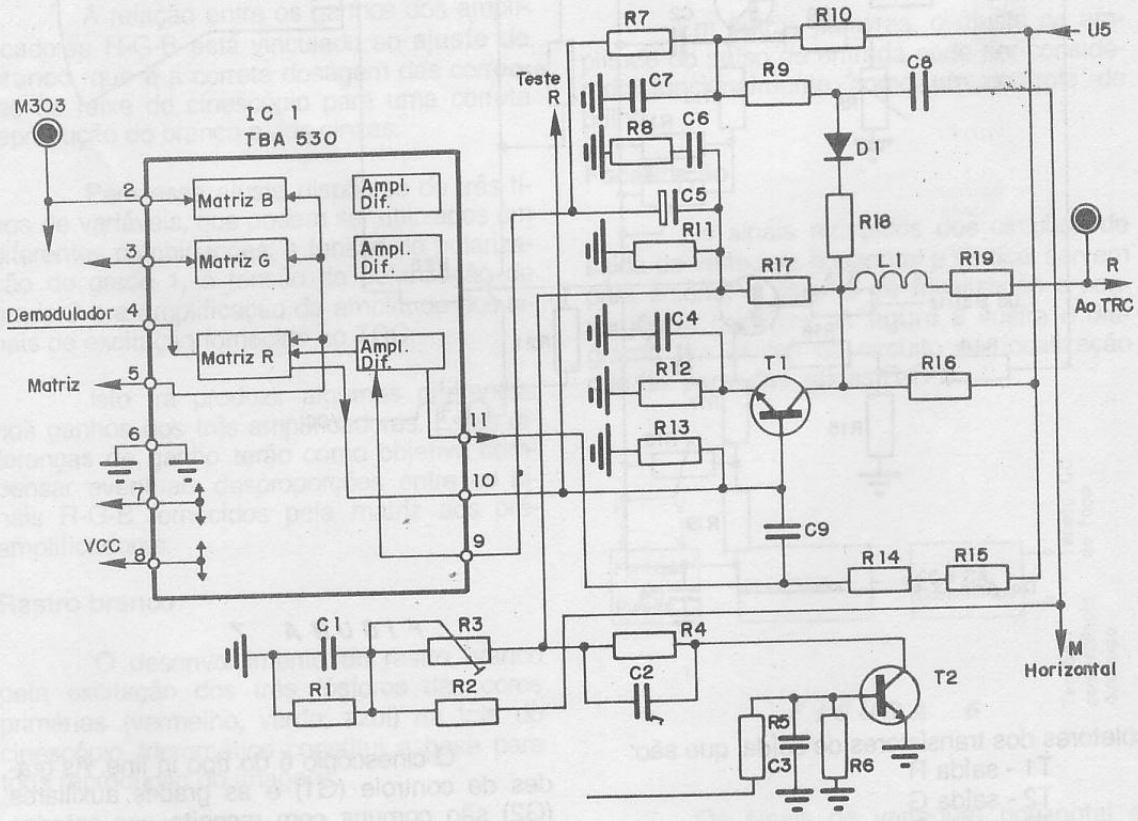


FIGURA 8