REVISTA MONITOR DE

RÁDIO e TELEVISÃO

ABRIL 1982 N.° 408 Cr$ 200,00

PALLEY
CADINHOS E ESTANHADORES

MOD.
E-109-S



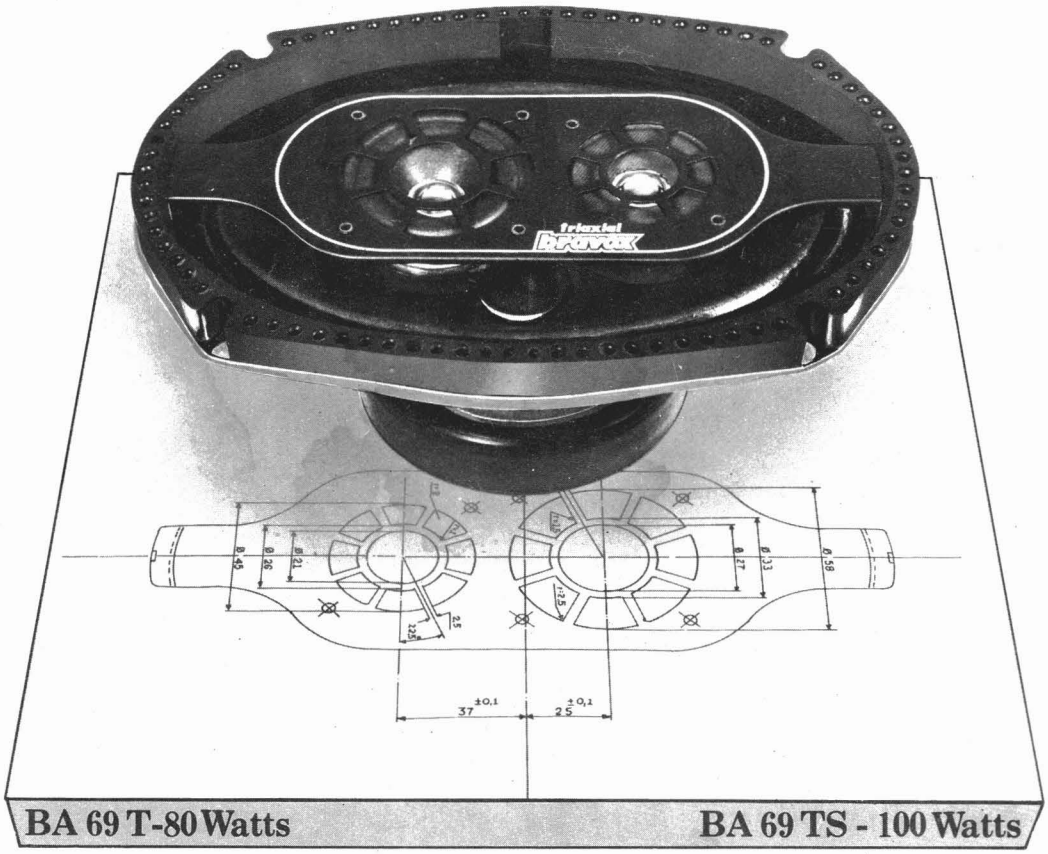
MOD.
E-210



Manaus, Boa Vista, P... Rio Branco, Santarém (via aérea) — Cr$ 260,00

algo novo para o som do seu carro

Este triaxial além de possuir um woofer, um midrange e um tweeter com divisor de freqüência integrado, que lhe permite obter absoluta clareza de som e que otimiza o rendimento do conjunto, tem "algo a mais" que a alta tecnologia Bravox oferece:



BA 69 T-80 Watts — BA 69 TS - 100 Watts

*** Guarnição especial**
de material impacto/ absorvente. Exclusividade Bravox.

*** Shaving Burnish-**
a Bravox é a única a utilizar este processo, que maximiza o recurso magnético.

*** Garantia**
só a Bravox garante os seus alto-falantes por 15 meses.

alto-falantes

mais um produto da Linha Automotiva

bravox

a alma do som

BRAVOX S.A. IND. COM. ELETR.
Av. Luiz Carlos Gentile de Laet, 819
Horto Florestal – S. Paulo
Cep 02378 - Tel.: 203-1411 (PABX)

REVISTA MONITOR de Rádio e Televisão

Registro
336.P.209/73
DCDP DPF

ANO XXXIV | Nº 408 | ABRIL | 1982

Fundada em outubro de 1947 por Nicolás Goldberger

Redação e Administração:
RUA TIMBIRAS, 263 - FONE: 220-7422
CAIXA POSTAL 30 277 - SÃO PAULO

Propriedade do
INSTITUTO RÁDIO TÉCNICO MONITOR LTDA.

Diretoria:
ACHILES LEOPARDI
ODARCY S. BARINI
WALDOMIRO RECCHI

Redator:
OCTAVIO A. DE TOLEDO ASSUMPÇÃO

Secretária de Redação:
HELOISA HELENA P. HUFF

Consultor Permanente:
NICOLÁS GOLDBERGER

Supervisor Técnico:
ENGº ADALBERT W. MIEHE

Contacto:
CLÁUDIO R. RODRIGUES

Colaboram neste número:
A. Fanzeres
A. Garskamp
B. P. Bahnsen
G. A. Boleckis
Homero de Paula Lima Júnior
Homero Sette Silva
José Arnaldo Benício
Josir Cavalcanti
Luiz Carlos Costa
IBRAPE

Produção Gráfica:
TIPOGRAFIA AURORA LTDA.
Rua Gal. Couto de Magalhães, 396
Fones: 220-7717 - 223-4121

Distribuidor Exclusivo:
FERNANDO CHINAGLIA DISTRIBUIDORA S.A.
Rua Teodoro da Silva, 907 - ZC - 11
Rio de Janeiro - RJ

Publicidade:
MONITOR PROMOÇÕES E PUBLICIDADE LTDA.
Rua João Rudge, 366 - 1º andar
Caixa Postal 30 277 - São Paulo - SP

Circulação:
Publicação mensal que circula em todo o território nacional.

Tiragem:
23 000 exemplares

Assinaturas:

	6 meses	12 meses
Para todo o Brasil	Cr$ 1.100,00	Cr$ 2.200,00
Para o Exterior	US$ 14,00	US$ 28,00

ÍNDICE

Circuitos Integrados para Auto-Rádios — Conclusão 29

Elementos Indicadores de Cristal Líquido — Conclusão 37

CADERNO DO ESTUDANTE:

Técnicas Digitais — Lição 9 — Subtração e Seus Circuitos — Conclusão 44

FÓRMULAS E TABELAS — Constantes de Tempo RL 51

Avanços nas Técnicas de Reconstrução de Imagens com Paralaxe — Conclusão 56

O Receptor, Esse Desconhecido (III) — O Venerável Neutródino 64

Transformadores 70

AVIÔNICA: *Energia Elétrica nas Aeronaves — Conclusão* 78

Indicação Digital para Sistemas de Alarme ou de Chamadas 90

RADIOAMADORISMO:
RTTY 98

Serviço Rádio do Cidadão — Entidades Jurídicas 101

NOSSA CAPA 103

PROIBIDA A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DOS ARTIGOS E ILUSTRAÇÕES PUBLICADOS NESTA REVISTA. Os artigos assinados são de inteira responsabilidade de seus autores. Os conceitos e opiniões por eles emitidos não são necessariamente os mesmos desta Revista. O conteúdo e a matéria redacional dos anúncios são de responsabilidade dos anunciantes.

Circuitos Integrados para Auto-Rádios

B. P. Bahnsen
A. Garskamp
Colaboração da IBRAPE

Conclusão

CIRCUITO DE ABSORÇÃO DE INTERFERÊNCIAS TDA1001A

A capacidade de recepção de alta qualidade do canal de FM de um auto-rádio é muitas vezes prejudicada pela intrusão de interferências de alta freqüência, irradiadas pelo sistema de ignição do veículo, por descargas atmosféricas, pela eletricidade estática dos pneus, etc. Este tipo de interferência é caracterizado por pulsos breves com flancos bastante inclinados e com uma cadência de repetição que depende da natureza da fonte. Embora tal interferência possa ser minimizada por meio de um acurado alinhamento de FI, sintonia precisa e um detector bem balanceado, bem como da instalação de componentes de supressão no sistema elétrico do carro, ela não pode ser inteiramente eliminada por esses meios. Assim sendo, fomos levados a desenvolver o circuito integrado TDA1001, destinado a absorver interferências e que deve ser intercalado entre o detector e o decodificador estéreo do canal de FM.

Como os CIs estão sendo sempre submetidos a uma constante revisão de desempenho, de acordo com a experiência do consumidor, o TDA1001 foi consideravelmente melhorado e recebeu a nova designação de TDA1001A. Conforme se observa na figura 12, a operação do TDA1001A é baseada no uso de um filtro passa-altas que separa a interferência do sinal de áudio. Os pulsos de interferência são então utilizados para disparar um multivibrador mono-disparo. Desta forma, os pulsos de gatilho são obtidos para interromper o sinal de áudio após ele haver sido retardado por um filtro passa-baixas. Durante os períodos de gatilho, o nível de saída é mantido pela rede RC conectada ao pino 5. Um circuito ressonante de 19 kHz pode ser completado por meio dos componentes conectados entre os pinos 7 e 8, de maneira a sustentar o tom piloto estéreo durante a supressão. Um controle de ganho diminui a sensibilidade de gatilho para interferências com alto fator de ciclo de trabalho, evitando assim a distorção excessiva do sinal de áudio.

As diferenças entre o TDA1001A e o seu predecessor (TDA1001) são as seguintes:

— O relacionamento entre a sensibilidade de gatilho e o ruído na entrada do TDA1001

Este artigo foi publicado originalmente em "Electronic Components and Applications", Vol. 3, Nº 2, de fevereiro de 1981.

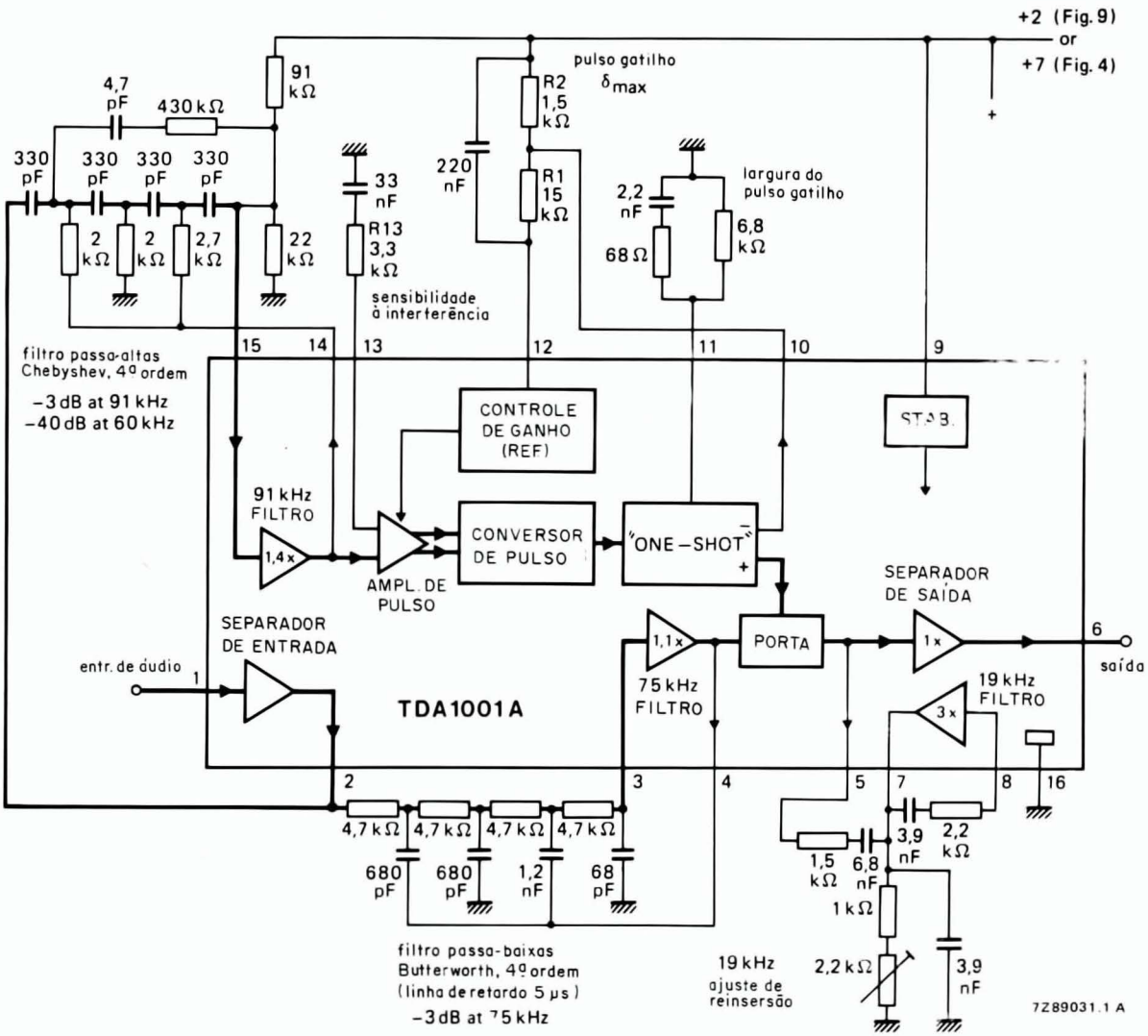


Figura 12
Circuito de absorção de interferências TDA1001A.

está sujeito a um espalhamento relativamente amplo devido à tolerância dos componentes internos. No TDA1001A foi eliminada a influência do espalhamento dos componentes internos.

— No TDA1001 os pulsos de interferência não são aptos a gatilhá-lo na presença de ruído de alto nível porque o circuito de controle de ganho continua a reduzir a sensibilidade de gatilho à medida que o nível de ruído aumenta. No TDA1001A a sensibilidade de gatilho permanece constante se o nível de ruído exceder a um determinado limiar.

— Os filtros ativos no TDA1001 têm um ganho de 60 dB em malha aberta e sua estabilidade é definida por uma margem de fase de cerca de 45° e uma margem de ganho de 6 dB. No TDA1001A, o ganho em malha aberta dos filtros ativos foi reduzido para cerca de 40 dB, resultando em uma melhor estabilidade definida por uma margem de fase de cerca de 70° e uma margem de ganho de cerca de 20 dB.

As principais características do TDA1001A são:

- Opera com uma alimentação de 8 V a 15 V CC.
- Pode funcionar em temperaturas ambientes de — 30°C e + 80°C.
- Após a absorção da interferência, a amplitude

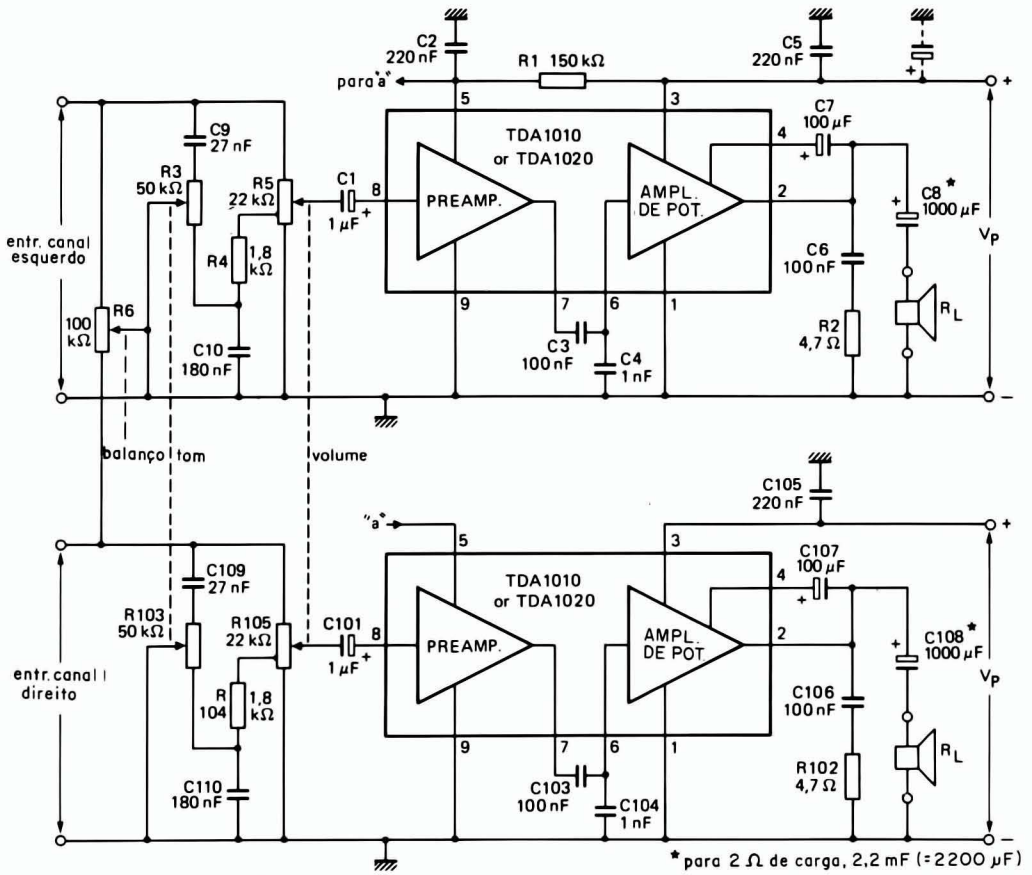


Figura 13
Amplificador estéreo para auto-rádios
utilizando dois TDA1010 ou dois TDA1020.
Para o TDA1010, C3/103 = 100nF, C4/104 = 1 nF.
Para o TDA1020, C3/103 = 150 nF, C4/104 = 3,3 nF.
Para a operação mono, R1 = 300 k Ω.

pico-a-pico do pulso residual na forma de onda do sinal de áudio é inferior a 4 mV.

- O ganho global típico de 0,8 dB permite a incorporação simples do CI nos circuitos de auto-rádios já existentes.

- Continua a absorver os picos de interferência durante níveis de ruído extremamente altos na entrada.

- Evita a degradação do sinal de áudio durante a supressão de interferências intensas (alta taxa de repetição) por meio da limitação da taxa máxima de absorção de interferência.

- Inclui uma facilidade para a geração do tom piloto estéreo, de 19 kHz, enquanto a interferência está sendo absorvida.

- A alta sensibilidade de gatilho do circuito pode ser totalmente explorada nos receptores com demoduladores de baixo ruído, ou pode ser reduzida por meio da seleção do valor de um resistor externo.

CIRCUITOS DE ÁUDIO

Pré-amplificador e amplificador de potência TDA1010

A figura 13 mostra dois circuitos integrados TDA1010 conectados como amplificador de potência estéreo para auto-rádios, o qual pode proporcionar até 2 × 6,4 W (onda senoidal contínua com menos de 10% de distorção) em alto-falantes de 2 Ω, ou 2 × 6,2 W em alto-falantes de 4 Ω. Pode-se conseguir maior potência simplesmente conectando-se um resistor de 220 Ω entre os pinos 3 e 4. Isto faz

com que a potência seja aumentada para 9 W com alto-falantes de 2 Ω. No TDA1010 os estágios pré-amplificador e de potência são separados e suas conexões de entrada e de saída são disponíveis externamente. Este arranjo permite que o controle de volume e/ou controle de tom seja efetuado antes do pré-amplificador ou entre os dois estágios. O ganho de tensão do amplificador de potência é de 30 dB com realimentação interna, de maneira que não é necessário capacitor externo para desacoplamento de CA. O ganho de tensão do pré-amplificador é de 24 dB, mas ele pode ser reduzido conectando-se um resistor entre os pinos 7 e 9. A rejeição de ondulação é de 42 dB para freqüências de ondulação entre 1 kHz e 10 kHz.

O limite superior da resposta de freqüência é determinado externamente por C4. O circuito é protegido contra sobrecarga térmica se a temperatura se elevar acima de 150°C. Ele também é protegido no caso da tensão de alimentação se elevar até 24 V. O invólucro plástico de 9 pinos em linha singela (s.i.l.) possui uma "orelha" de refrigeração que se estende da borda do invólucro, do lado oposto aos pinos. O invólucro s.i.l. proporciona uma resistência térmica de 12°C/W entre a pastilha e a "orelha". O CI pode ser montado na borda da placa de circuito impresso, o que facilita o aparafusamento da "orelha" de refrigeração ao chassi do auto-rádio.

Pré-amplificador e amplificador de potência TDA1020

O desempenho do circuito da figura 13 pode ser reforçado substituindo-se o TDA1010 pelo TDA1020; este tem seus pinos compatíveis com o TDA1010 e suas construções são similares. Entretanto, o TDA1020 pode fornecer até 12 W com menos de 10% de distorção em alto-falantes de 2 Ω e até 7 W em alto-falantes de 4 Ω. Sem "bootstrapping" a potência de saída disponível para alto-falantes de 4 Ω é de pelo menos 4,5 W. O ganho de tensão do amplificador de potência é de 30 dB e o ganho de tensão do pré-amplificador é de 18 dB, mas este pode ser reduzido conectando-se um resistor entre os pinos 7 e 9. A rejeição de ondulação é de 52 dB para freqüências de ondulação entre 1 kHz e 10 kHz. O limite superior da resposta de freqüência é determinado por C4. O circuito é protegido contra curto-circuito de CA na saída, contra falta de carga que cause uma elevação na tensão de alimentação não superior a 45 V e contra excesso de tensão de alimentação não superior a 28 V. O TDA1020 incorpora também uma facilidade de comutação de espera para emudecimento e comutação "liga/desliga" sem transientes

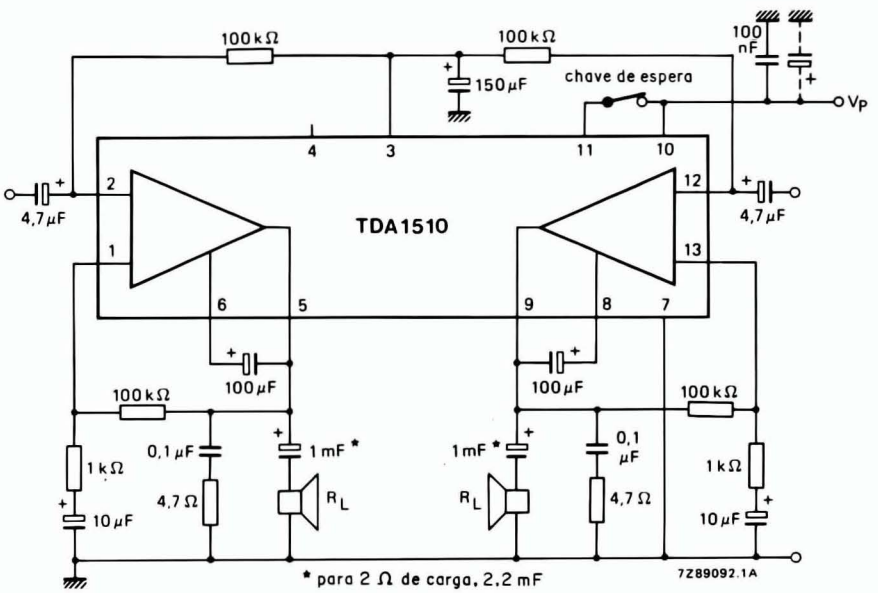


Figura 14
O TDA1510 conectado como amplificador de potência estéreo para auto-rádios com saídas de 2 x 7 W a 2 x 12 W com V_p = 14,4 V.

de comutação. A comutação de espera é ativada por um simples contacto de baixa corrente que comuta R1 entre o pino 3 e o retorno comum. O encapsulamento s.i.l. de 9 pinos é igual ao descrito para o TDA1010, mas a resistência térmica entre a pastilha e a "orelha" de refrigeração foi reduzida para 8°C/W.

Amplificador de potência duplo TDA1510

Para atender à demanda de maiores potências de saída com uma adequada gama de proteções e de resposta de freqüência em alta fidelidade, o amplificador de potência duplo pode ser conectado na configuração em ponte para se obter até 24 W. Uma vez que o TDA1510 é um circuito duplo, ele pode ser utilizado como amplificador de potência estéreo para saídas de até 2 X 12 W.

Na configuração estéreo, o TDA1510 pode fornecer até 2 × 6 W (onda senoidal contínua com menos de 10% de distorção) em alto-falantes de 4 Ω. Com o "bootstrapping" mostrado na figura 14, a saída é aumentada para 2 X 7 W em alto-falantes de 4 Ω ou 2 × 12 W em alto-falantes de 2 Ω. O ganho em malha fechada de cada amplificador é de 40 dB (externamente ajustável entre 26 e 56 dB). A resposta de freqüência é de 20 Hz a mais de 20 kHz. O circuito é protegido contra falta de carga e contra sobrecarga térmica que eleve a temperatura da pastilha acima de 150°C. Ele possui também proteção de SOAR (área de operação segura) e não sofre danos se as saídas forem curto-circuitadas em CA. A rejeição de ondulação de 1 kHz é de 50 dB. O encapsulamento é plástico com 13 pinos s.i.l. e proporciona as mesmas facilidades de montagem já descritas, apresentando uma resistência térmica extremamente baixa entre a pastilha e a "orelha" de refrigeração. O TDA1510 incorpora também uma facilidade de comutação de espera para emudecimento ou comutação "liga/desliga" para comutação sem transientes. A comutação interna é ativada por um contacto simples de baixa corrente, conectado entre os pinos 10 e 14.

Na configuração em ponte, conforme se mostra na figura 15, o TDA1510 pode fornecer até 24 W (onda senoidal pura com menos de 10% de distorção) a uma carga de 4 Ω, sem "bootstrapping", ou 18 W com não mais que 0,5% de distorção. O ganho do

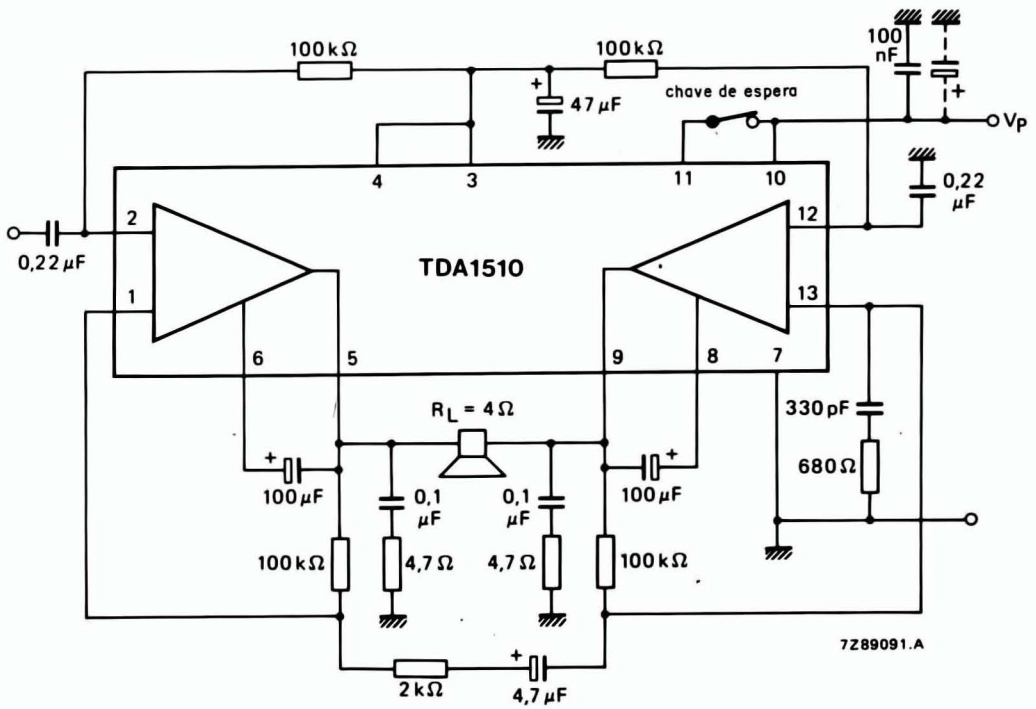


Figura 15
O TDA1510 com carga em ponte para potência de saída de 24 W com V_p = 14,4 V.

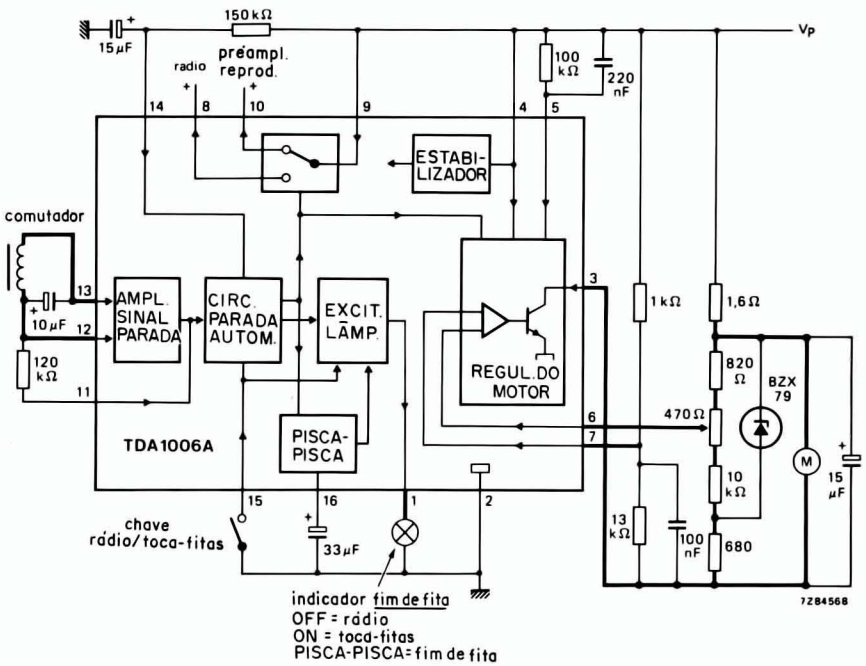


Figura 16

Regulador de motor e indicador de fim de fita TDA1006A.

amplificador em malha fechada é de 40 dB (ajustável externamente entre 32 e 56 dB). A resposta de freqüência do circuito mostrado na figura 15 é de 20 Hz a mais de 20 kHz e pode ser modificada por meio de componentes externos. As características particulares deste amplificador em ponte são a baixa diferença de CC (menos de 50 mV) entre as duas saídas e a proteção que pode ser proporcionada ao alto-falante simplesmente conectando-se o pino 3 ao pino 4. Isto assegura que o potencial CC entre as duas saídas não pode exceder a 1 V se um dos terminais de saída for conectado ao retorno comum.

TDA1006A — REGULADOR DE MOTOR COM INDICADOR AUTOMÁTICO DE FIM DE FITA

O TDA1006A, mostrado na figura 16, estabiliza a velocidade do motor do toca-fitas do auto-rádio contra variações em função da carga mecânica, tensão de alimentação e variações de temperatura no material magnético e no enrolamento do motor. Ele fornece também uma saída para uma lâmpada pisca-pisca que indica quando é atingido o fim da fita. Além disso, ele pára automaticamente o motor e aciona uma chave integrada que transfere automaticamente a tensão de alimentação dos pré-amplificadores da cabeça reprodutora para o circuito do rádio.

A força contra-eletromotriz (f.c.e.m.) gerada pelo motor é proporcional à sua velocidade e é comparada com uma tensão de referência por um amplificador diferencial cujas entradas são os pinos 6 e 7. A saída desse amplificador controla a corrente do motor através do pino 3 de maneira a manter a f.c.e.m. (e, conseqüentemente, a velocidade do motor) constante em um nível pré-determinado por meio do ajuste de um potenciômetro de 470 Ω. O controle de velocidade pode regular correntes do motor até 250 mA. Os valores dos componentes mostrados na figura 16 são para um motor com resistência do estator de 27 Ω e f.c.e.m. entre 7,2 e 8,3 V a uma velocidade de 3 000 r.p.m.

O controle do motor só é aplicado quando o motor estiver girando conforme indicado por um trem de pulsos ou uma forma de onda senoidal entre os pinos 12 e 13 (entrada de alta sensibilidade — tipicamente 3,5 mV) ou entre os pinos 11 e 12 (entrada de baixa sensibilidade — ±6 V). As entradas para o amplificador de sinal de parada podem ser pulsos do comutador do motor ou podem ser derivadas pela histerese de arrasto de acoplamento. Quando o motor pára (fim da fita), é ativado o circuito de parada automáti-

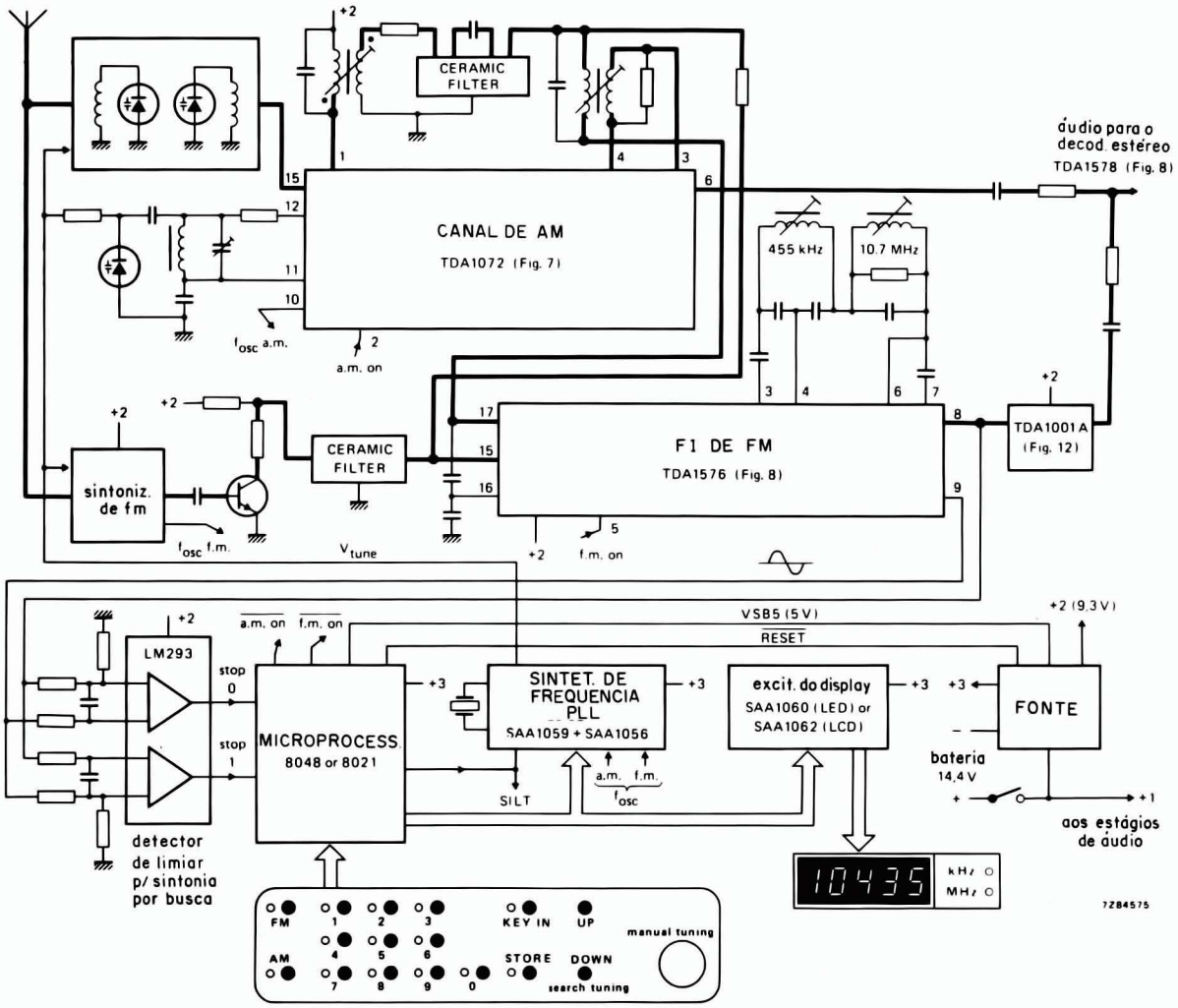


Figura 17
Auto-rádio controlado por microprocessador.

ca. Este circuito inverte o comutador interno de tensão de alimentação para a posição de rádio, inibe o controle do motor e habilita o excitador da lâmpada que faz com que a lâmpada conectada ao pino 1 se acenda repetitivamente, até que o usuário acione a chave, conectada ao pino 15, para a posição "rádio", quando então a lâmpada se apaga. A saída de excitação da lâmpada, no pino 1, não está a mais que 1,85 V abaixo de V_p, sendo disponível uma corrente de até 40 mA. Quando o motor está girando, a lâmpada fica permanentemente acesa. A comutação automática de tensão de alimentação entre os pinos 8, 9 e 10 suporta uma corrente de até 45 mA com uma queda de tensão de menos que 1,35 V na posição "rádio". Na posição "toca-fitas" a comutação pode suportar uma corrente do pré-amplificador de até 20 mA, com uma queda de tensão inferior a 1,2 V.

AUTO-RÁDIO CONTROLADO POR MICROPROCESSADOR

A figura 17 mostra como o auto-rádio previamente descrito, com detector de quadratura para FM, pode ser controlado por microprocessador. O sistema de sintonia utiliza um sintetizador de freqüência com malha bloqueada por fase (PLL - "phase-locked loop") para manter uma sintonia acurada e estável tanto para o canal de FM como para o de AM. Os sinais do oscilador local do sintonizador de FM e do canal de AM (TDA1072) são passados por um divisor de freqüência com uma relação de divisão programável no sintetizador

PLL. A saída do divisor é comparada com uma freqüência de referência controlada a cristal. O resultado da comparação, que representa o erro de sintonia, é amplificado e filtrado antes de ser utilizado para modificar a tensão de sintonia aplicada aos diodos de capacitância variável ("varicaps") no circuito oscilador sintonizado.

O usuário pode alterar a freqüência sintonizada por meio do teclado (fornecendo a freqüência da emissora desejada) ou por meio de sintonia manual progressiva. Esses comandos levam o microprocessador a calcular a relação de divisão adequada para o divisor programável após a adição ou subtração da FI do canal de AM ou de FM. Os pulsos de parada necessários quando uma emissora é detectada durante a sintonia manual progressiva são gerados de uma maneira bastante simples, para ambos os canais de recepção, utilizando-se o TDA1576 como detector de fase balanceado tanto para AM como para FM. Para este propósito, o circuito detector TDA1576 incorpora um circuito adicional sintonizado o qual é ressonante na FI de FM. Durante a sintonia manual progressiva, de AM ou FM, o TDA 1072 e/ou TDA1576 é posto em operação pelo microprocessador e o cruzamento zero da curva "S" na saída do TDA1576 é localizado pelo detector de limiar (LM293) para identificar o ponto correto de sintonia. Se estiver sendo recebida AM, o TDA1576 é desligado pelo microprocessador e a recepção normal continua atfavés do canal de AM, TDA1072.

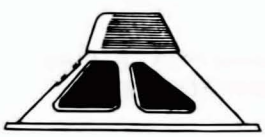
Ω

CURSO DE
MONTAGEM E REPARAÇÃO DE APARELHOS ELETRÔNICOS

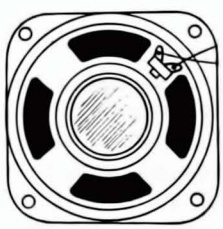
Informações através do cupom da página 62.

GER-SOM **A ÚNICA CASA ESPECIALIZADA NO COMÉRCIO DE ALTO-FALANTES**

ONDE VOCÊ ENCONTRA TODOS OS MODELOS E MARCAS







GER-SOM
COMÉRCIO DE ALTO-FALANTES LTDA.

FAÇA SEU PEDIDO PESSOALMENTE OU POR TELEFONE ATENDEMOS ATRAVÉS DE REEMBOLSO POSTAL OU VARIG PARA TODO O BRASIL

- **RUA SANTA IFIGÊNIA, 184/186**
  TELEFONES: 229-9857 e 229-7024
- **RUA SANTA IFIGÊNIA, 622**
  TELEFONE: 220-8490
- **RUA SANTA IFIGÊNIA, 211/213**
  TELEFONES: 220-2562 e 220-5147

Elementos Indicadores de Cristal Líquido

CONCLUSÃO

Colaboração da IBRAPE

6 — A EXCITAÇÃO DOS ELEMENTOS INDICADORES DE CRISTAL LÍQUIDO

A excitação dos elementos indicadores realiza-se em princípio, através de tensão alternada; a freqüência de trabalho, para evitar o "flicker" (tremeluzir) dos símbolos, não deve ser inferior a 30 Hz. Essa forma de operação é obrigatória para todos os elementos indicadores de cristal líquido, independentemente se se trata de elementos onde os eletrodos estão recobertos em uma película isolante ou não.

Pela aplicação de uma tensão contínua seria desencadeado um deslocamento de íons que acarreta uma compensação do campo contínua e causa o desaparecimento imediato da indicação. Não havendo película isoladora, verifica-se na aplicação da tensão contínua o aparecimento de um processo de eletrólise que destrói os eletrodos. Os indicadores de cristal líquido Philips possuem essa película isolante.

Caso somente se disponha de tensão contínua para a alimentação, será necessário produzir a necessária tensão alternada (onda retangular) por meio de um oscilador.

O limite superior da freqüência de trabalho é freqüentemente estabelecido pela carga capacitiva que o elemento indicador representa para o circuito excitador. A figura 13 mostra o aumento da corrente com a freqüência.

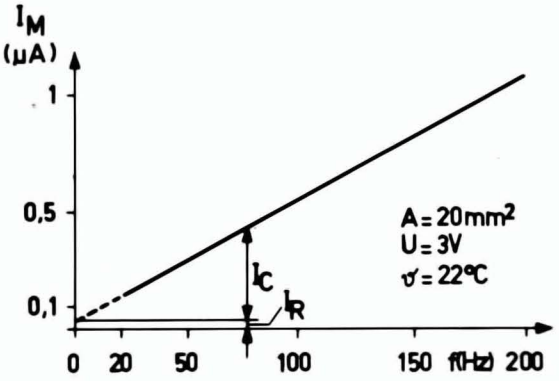


Figura 13

Consumo de corrente em função da freqüência, na operação com tensão retangular.

A impedância de um indicador de cristal líquido pode, para a maioria das considerações, ser representada por um circuito equivalente, composto de uma capacitância C em paralelo com uma resistência R. Ao contrário dos componentes eletrônicos

comuns, a condutibilidade (σ) e a constante dielétrica (ε) de uma camada de cristal líquido dependem de uma orientação molecular, que é função da intensidade de campo. A anisotropia das propriedades elétricas pode ser considerável. Uma variação da capacitância elétrica por um fator de 3 não é rara.

Para o dimensionamento dos estágios excitadores é determinante, em primeira linha, o estado excitado do indicador. Como neste caso os módulos de cristal líquido apresentam uma orientação de campo paralelo σ e ϵ são as grandezas determinantes para as propriedades do cristal. A uma temperatura ambiente de 25°C e uma tensão de trabalho de 5 V, temos para a resistência da camada R e a capacitância C os seguintes valores típicos: R = 1 GΩ mm² e C = 20 pFmm^{-2}. Já em baixas freqüências a corrente provocada pela capacitância é maior que aquela fluindo através da resistência. A capacitância relativamente grande é conseqüência da (desejável) tensão limiar baixa Vo, que depende, entre outros fatores, da anisotropia da constante dielétrica.

Dependendo do tipo de indicador, a carga capacitiva pode, no entanto, ser considerável para o estágio excitador do eletrodo posterior comum. O maior dígito de 7 segmentos da linha Philips possui altura de 76 mm e área de 2 200 mm², o que corresponde a uma capacitância de aproximadamente 44 nF.

6.1. — Operação estática

A operação estática dos indicadores de cristal líquido oferece as seguintes vantagens:

— excelente contraste, uma vez que a tensão na condição "desligado" é praticamente 0 V e na condição "ligado" pode ser escolhida com valor otimizado;

— o projeto do circuito não é crítico, pois não precisam ser respeitadas quaisquer tolerâncias;

— não exige nenhuma compensação de temperatura.

A figura 14 representa o princípio da excitação para um segmento. Ambos os transistores conduzem e cortam periódica e alternadamente. O segmento ligado recebe a metade da tensão de trabalho. O capacitor elimina uma eventual componente de corrente contínua da tensão alternada aplicada ao segmento.

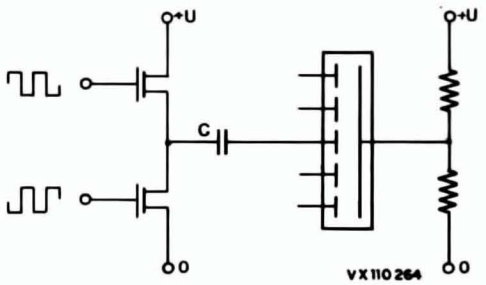


Figura 14
Circuito excitador simples (para um único segmento).

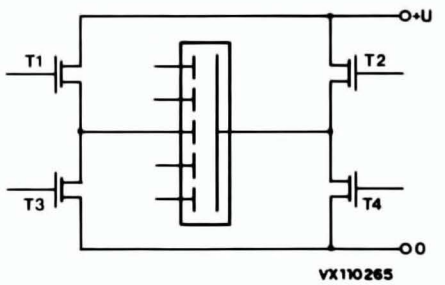


Figura 15
Circuito de comando com 4 transistores (por segmento), para evitar a presença de um componente de tensão contínua.

A excitação de acordo com a figura 15 não exige o emprego de capacitor. Os transistores 1 e 3, assim como os 2 e 4, conduzem e bloqueiam alternada e periodicamente.

O segmento recebe toda a tensão de trabalho.

Graças à reduzida corrente por segmento os indicadores de cristal líquido podem ser excitados através de CIs LOCMOS. Como exemplo, a figura 16 mostra um circuito que permite comandar, por intermédio de duas portas OU-EXCLUSIVO HEF 4030B ou HEF 4070B, os sete segmentos de um algarismo.

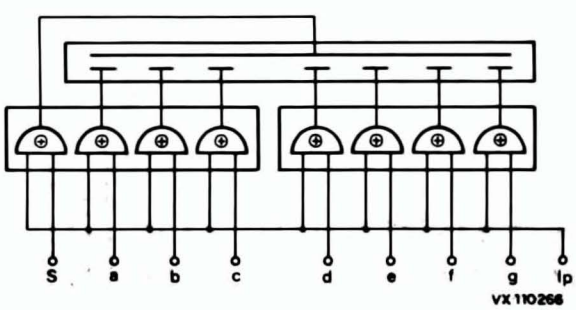


Figura 16
Circuito de comando para um elemento indicador de 7 segmentos com duas portas OU-EXCLUSIVO integradas, HEF 4030B ou HEF 4047B (operação estática).

Um segmento está ligado quando o eletrodo posterior comandado pela porta S estiver em nível

lógico ALTO e o eletrodo de segmento em questão (a a g) estiver em nível lógico BAIXO, ou inversamente, quando o eletrodo posterior estiver em nível BAIXO e o eletrodo de segmento em nível ALTO. Um segmento não está ligado quando os eletrodos posterior e de segmento estão simultaneamente em nível ALTO ou BAIXO.

Esta afirmativa é válida independentemente do potencial em que se encontra o terminal I_P, pois uma troca no potencial de I_P tem como conseqüência apenas que o eletrodo posterior e todos os eletrodos de segmentos troquem simultaneamente seus respectivos potenciais, sem nenhuma alteração com relação ao algarismo exibido.

Pode-se portanto aplicar a I_P uma tensão de onda retangular de, por exemplo, 30 a 60 Hz, realizando assim a necessária operação com tensão alternada.

A figura 17 mostra um circuito algo mais complexo, que utiliza o decodificador/excitador integrado HEF 4543B.

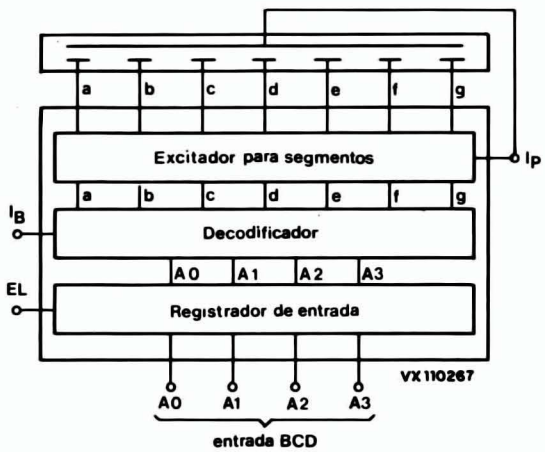


Figura 17
Circuito de comando para um elemento indicador de 7 segmentos com o decodificador/excitador integrado HEF 4543B (operação estática).

Quando o terminal EL estiver em nível lógico ALTO, o elemento reproduz o algarismo correspondente à informação BCD de entrada. Passando EL para nível BAIXO, a última informação BCD de entrada antes do flanco de comutação é armazenada e reproduzida permanentemente. Para manter a alimentação requerida, por tensão alternada, a entrada I_P deve receber uma tensão de onda retangular.

Na figura 18 estão representados dois dos algarismos de um indicador de algarismos múltiplos.

Cada elemento (algarismo) é excitado por um decodificador/excitador HEF 4543B. O arranjo trabalha com entrada BCD seqüencial. A liberação dos registradores de entrada realiza-se através das linhas de endereçamento de algarismos EL. A operação por tensão alternada é novamente obtida por uma tensão de onda retangular no terminal I_P.

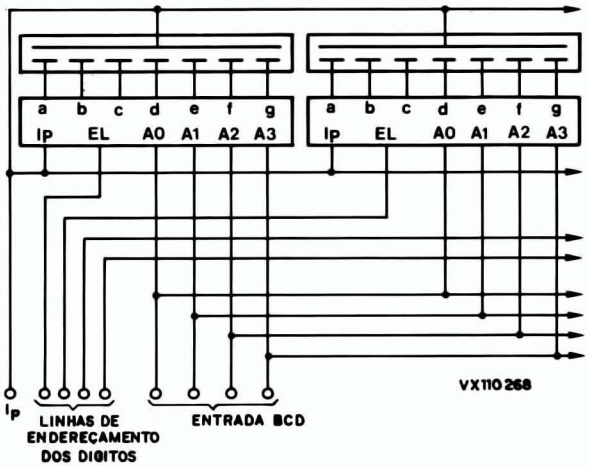


Figura 18
Circuito de comando para elementos indicadores de 7 segmentos com decodificadores/excitadores integrados HEF 4543B. O circuito funciona com entrada BCD seqüencial (operação estática)

6.2 — Operação multiplex

A operação multiplex é freqüentemente vantajosa para indicadores de cristal líquido, quando se trata de conjuntos de vários algarismos ou da representação de símbolos complicados. Como neste processo o número de terminais de segmentos diminui bastante, por um lado é simplificada a fabricação dos elementos indicadores e, por outro, pode-se economizar no circuito excitador.

Na operação multiplex de um indicador composto de N algarismos, cada algarismo é ativado durante um intervalo correspondente a 1/N da duração de um período do multiplex.

No caso dos indicadores LED, por exemplo, pode-se compensar a queda na intensidade luminosa resultante, aumentando a corrente dos segmentos até N vezes em relação à corrente nominal. Nos indicadores a cristal líquido, a redução no contraste verificada com o aumento do número N de algarismos não pode ser compensada da mesma forma, pois normalmente não é possível aumentar a tensão sobre os segmentos.

A figura 19 representa como exemplo simplificado quatro elementos indicadores, cada um com quatro segmentos. Os quatro segmentos correspondentes entre si estão interligados. Neste arran-

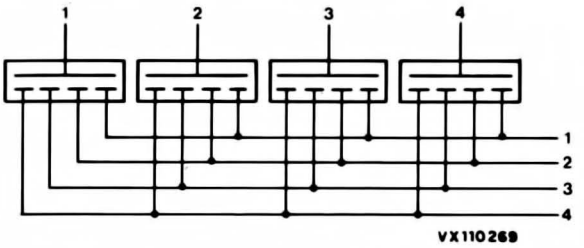


Figura 19
Arranjo de quatro elementos indicadores com segmentos interligados para operação multiplex.

jo, apropriado para a operação multiplex, tem-se portanto quatro terminais de segmento e quatro terminais de eletrodo posterior.

Com auxílio da matriz representada na figura 20 podem ser esclarecidas de maneira simples as relações de tensão. As retas verticais correspondem aos eletrodos posteriores; as horizontais aos terminais dos segmentos. A cada cruzamento corresponde um dos quatro segmentos associado a um dos quatro eletrodos posteriores. Para um dado momento, foram anotados os valores de tensão encontrados nos vários pontos do circuito: em baixo, nas retas verticais, as tensões nos eletrodos posteriores, à direita nas retas horizontais, as tensões nos terminais dos segmentos; nos pontos de cruzamento da matriz as diferenças correspondentes, entre as duas tensões.

Um segmento está ligado (ativado) quando o correspondente eletrodo posterior estiver em potencial positivo ($+U_C$) e respectivo terminal de segmento estiver em potencial negativo ($-U_S$). Como a tensão eficaz U, entre o eletrodo posterior e o segmento, é geralmente igual à diferença entre as tensões aplicadas, obtemos, no exemplo em questão,

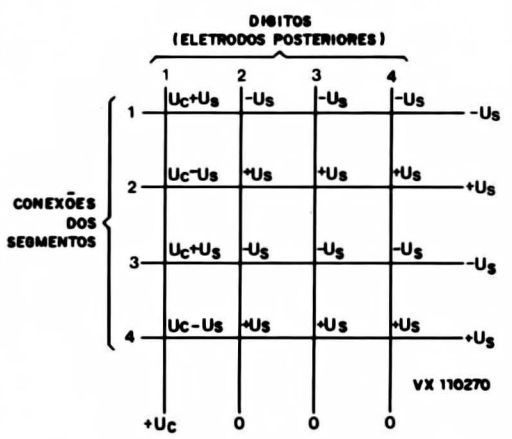


Figura 20
Matriz para a representação das relações de tensão na operação multiplex.

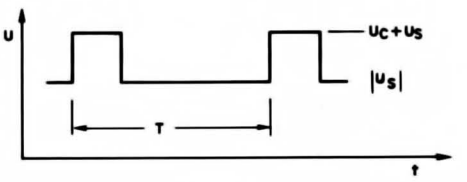


Figura 21-a
Curva de tensão num segmento ligado, durante um período multiplex.

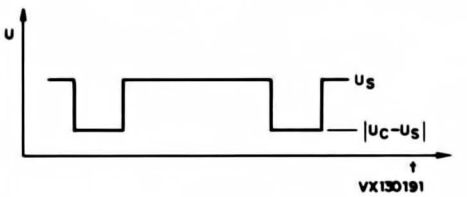


Figura 21-b
Curva de tensão num segmento desligado, durante um período multiplex.

$$U_{lig} = U_C - (-U_S) = U_C + U_S$$

Este caso é mostrado na figura 20, com relação ao eletrodo posterior 1 em conjunto com os terminais de segmentos 1 e 3. Para os terminais de segmento 2 e 4 pertencentes ao eletrodo posterior 1, vale:

$$U_{des} = U_C - U_S$$

A variação da tensão para um segmento ligado (1 ou 3) ao longo de um período T de multiplex está representada na figura 21-a, enquanto que a variação para um segmento desligado está representada na figura 21-b.

O contraste de um segmento ativado é determinado pelo valor eficaz da tensão a ele aplicada. Designando o número de algarismos (eletrodos posteriores) por N, então, na figura 21-a, a tensão U_{lig} está ativa durante um intervalo 1/N do período multiplex e a tensão U_S durante um intervalo (N—1/N). O valor eficaz U_{lig} da tensão resulta então:

$$U_{lig} = \sqrt{\frac{1}{N}(U_C + U_S)^2 + \frac{N-1}{N} U_S^2}$$

De modo correspondente, aplica-se para o valor eficaz U_{des} (curva 21-b):

$$U_{des} = \sqrt{\frac{1}{N}(U_C - U_S)^2 + \frac{N-1}{N} U_S^2}$$

Fazendo-se quociente U_{lig}/U_{des} obtém-se, após a transformação:

$$\frac{U_{lig}}{U_{des}} = \sqrt{\frac{\frac{U_C^2}{U_S} + 2\frac{U_C}{U_S} + N}{\frac{U_C^2}{U_S^2} - 2\frac{U_C}{U_S} + N}}$$

Fazendo-se a diferenciação segundo U_C/U_S resulta para U_{lig}/U_{des} um máximo para:

$$\frac{U_C}{U_S} = \sqrt{N}$$

Portanto:

$$\left(\frac{U_{lig}}{U_{des}}\right)_{máx.} = \sqrt{\frac{\sqrt{N}+1}{\sqrt{N}-1}}$$

Partindo do valor para U_{des}, as equações indicadas permitem calcular as seguintes tensões:

$$U_{lig\ máx.} = U_{des}\sqrt{\frac{\sqrt{N}+1}{\sqrt{N}-1}}$$

$$U_{C\ ot} = U_{des}\sqrt{\frac{N\sqrt{N}}{2\sqrt{N}-2}}$$

$$U_{S\ ot} = U_{des}\sqrt{\frac{\sqrt{N}}{2\sqrt{N}-2}}$$

Para a tensão U_{des} vale

$$U_{des} = U_O$$

V_O é uma grandeza determinada pelo tipo do cristal líquido empregado. Na operação multiplex é obtido contraste otimizado quando se escolhe $U_{des} = U_O$.

A figura 22 mostra a representação gráfica dessas equações para um determinado material de cristal líquido (tipo A) com tensão U_{des} = 1 V. Sendo conhecidos os valores para U_{des} e N, fica fácil determinar os valores de U_{lig}, U_C e U_S por meio do nomograma da figura 23. Por exemplo, obtém-se para U_{des} = 1,3 V e N = 5, os valores U_{lig} = 2,1 V, U_C = 2,75 V e U_S = 1,23 V.

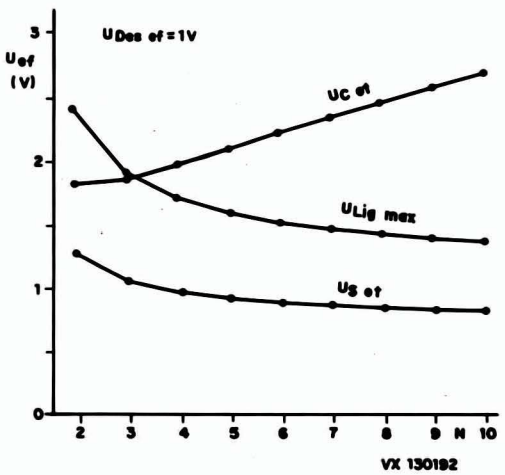


Figura 22
Tensões $U_{lig\ máx}$, $U_{C\ ot}$ e $U_{S\ ot}$ em função do número de algarismos, N para $U_{des\ ef}$ = 1 V.

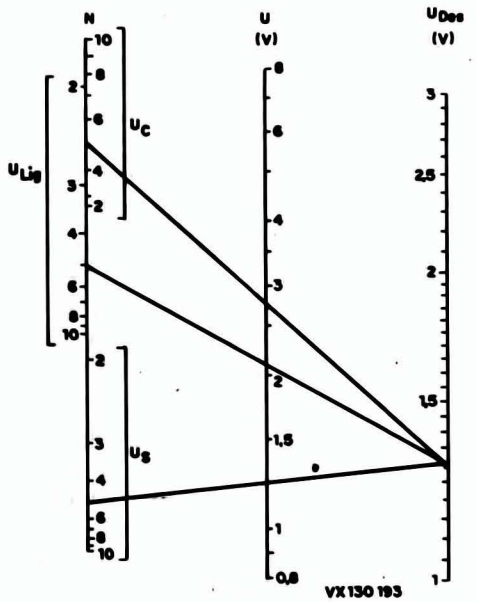


Figura 23
Nomograma para leitura de U_{lig}, U_C e U_S para valores dados de U_{des} e N.

A redução do contraste verificada com o aumento do número N de algarismos pode ser determinada por meio da figura 24. Na parte inferior da figura está representada U_{lig}máx em função de N para operação por reflexão. Com os vários valores de U_{lig}máx pode-se obter no diagrama os respectivos valores do contraste.

Constatamos que na operação por reflexão somente para N = 2 é possível praticamente encontrar o valor máximo do contraste.

Como já foi mencionado, a relação de tensão ligada/desligada disponível na operação multiplex é um valor fixo dependente do número de dígitos N.

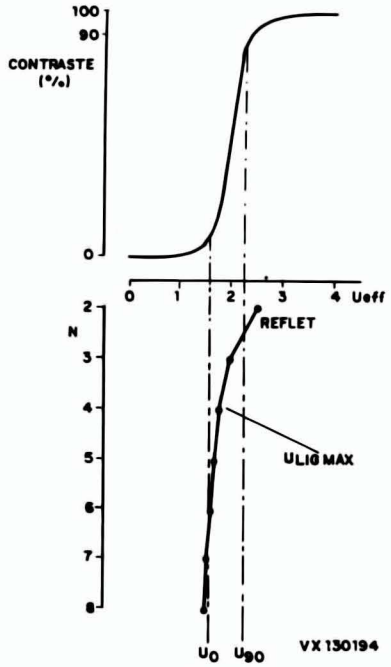


Figura 24
Diagramas para determinar a redução do contraste verificada em função do aumento do número de dígitos N.

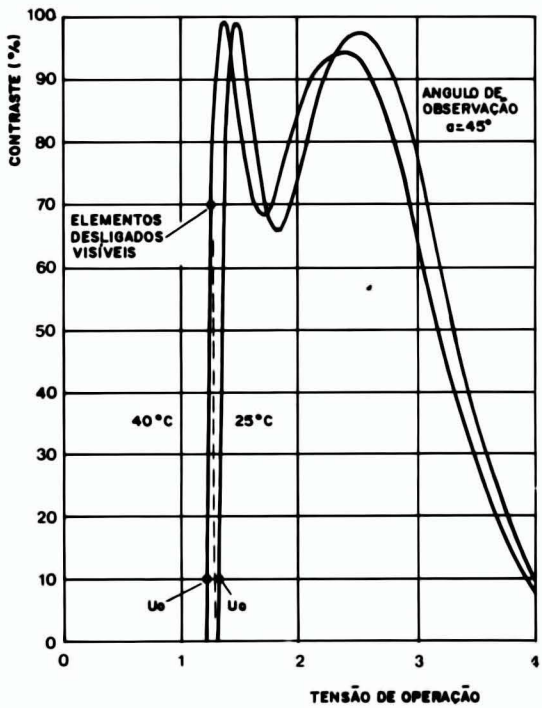


Figura 25
Deslocamento da curva de contraste para α = 45°, com a mudança da temperatura de 25°C para 40°C.

Para obter máximo contraste, escolhemos a tensão V_{des} igual à tensão limiar U_O. Como, porém, U_O é dependente da temperatura e cai em aproximadamente 10 mV/K, U_{des} sobe em relação a U_O

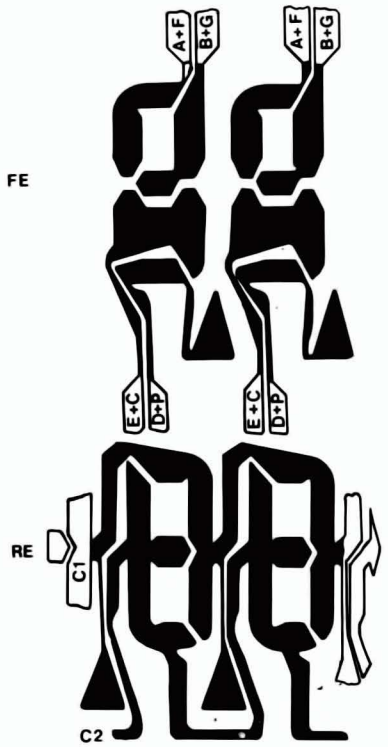


Figura 26
Uma segmentação de eletrodos para indicadores multi-dígitos. O eletrodo posterior RE é feito em duas partes. Por algarismo existem quatro grupos de dois segmentos do eletrodo frontal FR.

e os segmentos desligados tornam-se cada vez mais visíveis (fig. 25). Para evitar esse fenômeno, U_{des} deve acompanhar o limiar eletro-óptico, ou seja, a tensão U_O, em dependência da temperatura. A operação multiplex quase sempre obriga ao emprego de uma compensação automática de temperatura, que faz com que U_{des} sempre seja igual a U_O. Tal compensação pode ser obtida com circuitos relativamente simples.

Nos indicadores de cristal líquido, os cruzamentos de trilhas de eletrodos no mesmo plano representam dificuldades tecnológicas.

Para evitar trilhas muito estreitas e de alta resistência elétrica, opta-se por um agrupamento dos segmentos que se adapte às propriedades especiais dos indicadores de cristal líquido. Como esclarece o exemplo da figura 26, não é usado um eletrodo posterior separado para cada dígito, mas um eletrodo subdividido, de forma tal que segmentos correspondentes de todos os algarismos sejam reunidos em blocos. Na execução segundo a figura 26, todos os segmentos A + B + C e o ponto decimal P pertencem a um dos eletrodos posteriores e todos os segmentos D + E + F + G pertencem ao outro. Coerentemente, os eletrodos dianteiros cor-

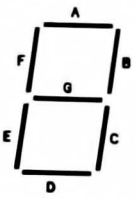


Figura 27
Designação dos segmentos.

respondentes abrangem os grupos de dois A + F B + G, C + E e D + P.

A figura 27 mostra a designação dos segmentos. Com este arranjo é possível uma escolha inequívoca da matriz indicadora específica. Observe-se que as estruturas de eletrodos das ligações contínuas não apresentam trilhas muito estreitas. Em determinadas estruturas de eletrodos é conveniente não limitar as combinações dos eletrodos dianteiros aos diversos dígitos. Também podem ser reunidos segmentos de dígitos vizinhos, para reduzir ao máximo o número de terminais externos do indicador.

Ω

Nós Temos o Livro Que Você Procura!

Somos a maior livraria da América Latina especializada em ELETRÔNICA, ELETROTÉCNICA, MECÂNICA e campos afins.

Exposição permanente de mais de 3000 títulos em Português, Espanhol e Inglês. Grande variedade de Manuais de Semicondutores e Circuitos Integrados, dos mais diversos fabricantes.

Revistas técnicas nacionais e estrangeiras, inclusive números atrasados.

Caso não possa visitar a nossa loja, peça catálogo de sua especialidade. Veja na página inteira nesta revista as nossas ofertas do mês.

LITEC
LIVRARIA EDITORA TÉCNICA LTDA.
Rua dos Timbiras, 257 — Tel.: 220-8983
Caixa Postal 30 869 - 01000 - São Paulo

SÓ ELETRONICA
KAKÁ ELETRÔNICA PROMOÇÕES



FOTOS | DESENHOS | PLACAS CI

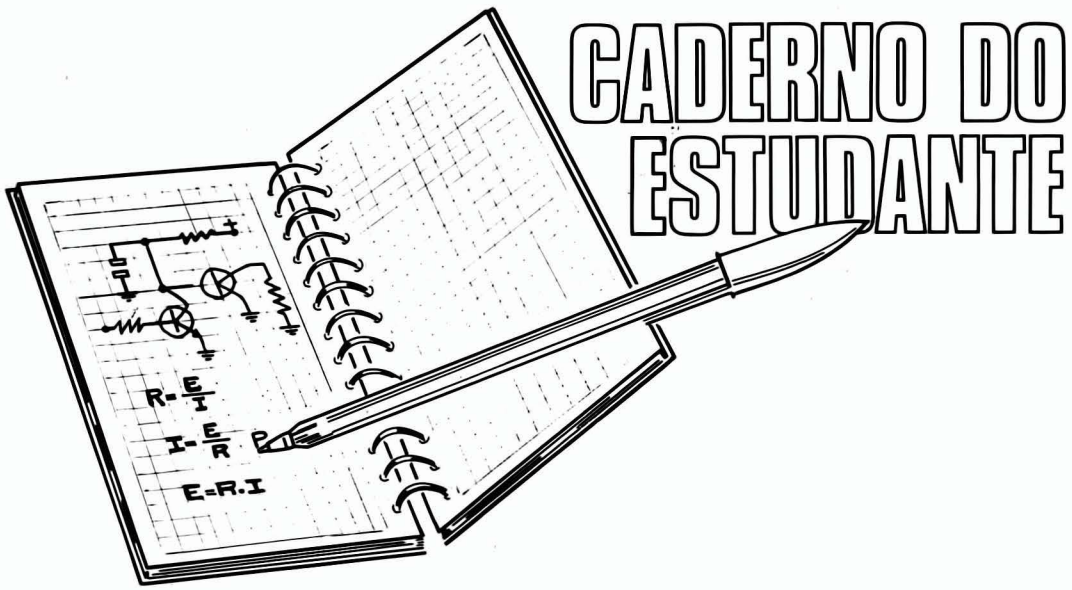
E PARA FAZER SEUS ANÚNCIOS
LIGUE PARA
223 2037
RUA DOS GUSMÕES, 353 - SALA 26 - SÃO PAULO

ATENÇÃO TÉCNICOS

VÁLVULAS — RESISTORES
TRANSISTORES — LEDs
CAPACITORES — FLY-BACK
CIRCUITOS INTEGRADOS
TRANSFORMADORES
ALTO-FALANTES (NOVIK - BRAVOX)
SELETORES DE CANAIS
FIOS — BATERIAS
PILHAS — KNOBS

TODOS OS COMPONENTES PARA RÁDIO E TV
POSSUÍMOS GRANDE ESTOQUE E BONS PREÇOS — CONSULTE-NOS SEM COMPROMISSO

CASA ÓPERA
COMPONENTES ELETRÔNICOS LTDA.
RUA VISCONDE DO RIO BRANCO, 364
FONE: 2-4848
CEP 13100 — CAMPINAS — SP



TÉCNICAS DIGITAIS

Lição 9

SUBTRAÇÃO E SEUS CIRCUITOS

Conclusão

Homero Sette Silva*

Exemplos:

9.5.5.

	1 1 0 0 1		1 1 0 0 1
-	1 0 1 0 1	→ +	0 1 0 1 0
		1	0 0 0 1 1
			→ 1
			0 0 1 0 0

9.5.6.

	1 0 1 0 1		1 0 1 0 1
-	1 1 0 0	→ +	1 0 0 1 1
		1	0 1 0 0 0
			→ 1
			0 1 0 0 1

9.5.7.

	1 0 1 0 0		1 0 1 0 0
-	1 1 0 1 1	→ +	0 0 1 0 0
			1 1 0 0 0 → (−) 00111

9.5.8.

	1 1 0 0 1		1 1 0 0 1
-	1 1 0 0 1	→ +	0 0 1 1 0
			1 1 1 1 1 → (−) 00000

9.6. CIRCUITOS UTILIZADOS NA SUBTRAÇÃO BINÁRIA

A obtenção do complemento a um de um número binário é a inversão bit a bit de seus algarismos, o que é feito através de inversores, como mostra a figura 9.6.1, para 4 bits.

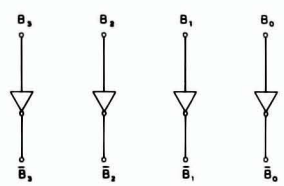


Figura 9.6.1
Complementador a 1 para 4 bits.

* Engenheiro e professor

Um circuito TRUE/COMPLEMENT, operando em complemento a um, para números binários de 4 bits, está mostrado na figura 9.6.2. Este circuito, mediante uma variável de seleção, é capaz de fornecer na saída o complemento a um do número de entrada, quando operando no modo COMPLEMENT e colocar na saída, sem nenhuma alteração, o número de entrada, quando operar no modo TRUE (verdadeiro).

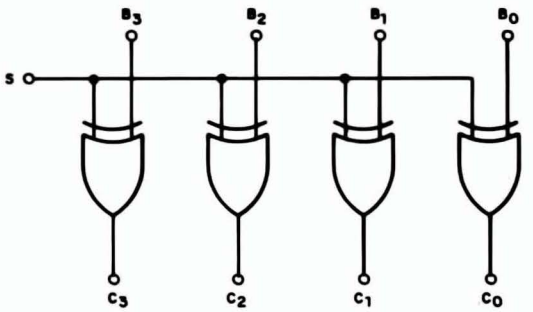


Figura 9.6.2.
Circuito TRUE/COMPLEMENT para 4 bits operando em complemento a 1.

Assim sendo, o circuito complementa ou não a entrada conforme nossa vontade, expressa na variável de seleção.

Dos exemplos anteriores podemos concluir facilmente a relação abaixo, que nos permitirá a obtenção do complemento a dois através da adição de 1 ao complemento a um.

$$C_b = C_{b-1} + 1 \qquad (9.6.1)$$

O interesse deste método reside no fato de que o complemento a um é facilmente obtido a partir de inversores e a adição pode ser comodamente realizada por somadores binários, que conforme veremos adiante são circuitos integrados padrão, facilmente obtidos em todas as famílias lógicas.

Esta solução está representada na figura 9.6.3.

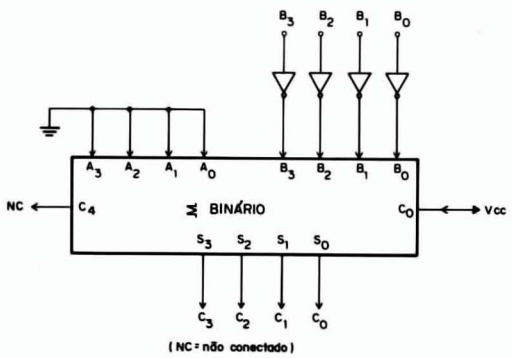


Figura 9.6.3.
Complementador a dois utilizando somador binário tipo 7483.

Um circuito TRUE/COMPLEMENT operando em complemento a dois é rapidamente implementado através da utilização conjunta de inversores controlados e do circuito somador, conforme mostra a figura 9.6.4.

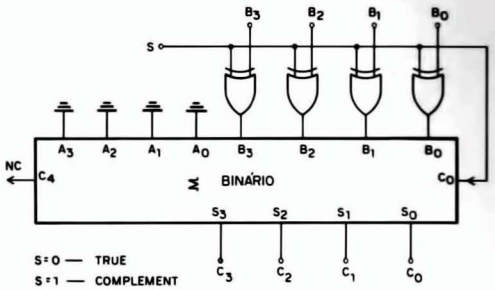


Figura 9.6.4.
Circuito TRUE/COMPLEMENT operando em complemento a 2.

Um subtrator binário para dois números de 4 bits cada um, operando em complemento a dois, considerando-se apenas o caso em que o minuendo é maior que o subtraendo, está mostrado na figura 9.6.5, em blocos.

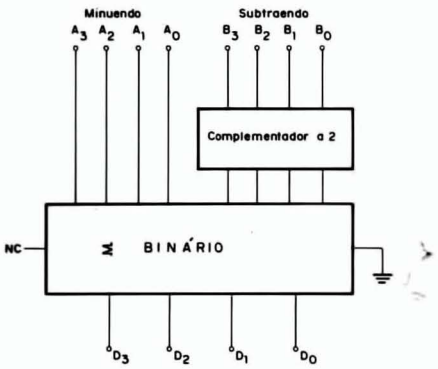


Figura 9.6.5
Diagrama em blocos do subtrator binário operando em complemento a 2 para o minuendo ≥ subtraendo.

De acordo com o quadro-resumo da figura 9.4.4 (veja a Revista anterior), o resultado desta operação, que é positivo, obtém-se diretamente a partir da soma do minuendo com o complemento a 2 do subtraendo. Haverá sempre a presença de "carry", nesta situação (M ≥ S).

A adição do minuendo com o complemento a 1 do subtraendo, mais um, pode ser executada por um único somador, conforme a figura 9.6.6.

Um subtrator binário para números de 4 bits, operando em complemento a 2, admitindo que o minuendo é menor que o subtraendo, está representado em blocos na figura 9.6.7. Neste caso, pelo quadro-resumo da figura 9.4.4, o resultado

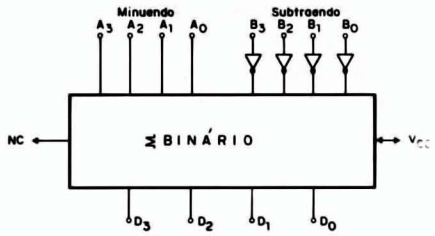


Figura 9.6.6.
Circuito do subtrator em complemento a 2.

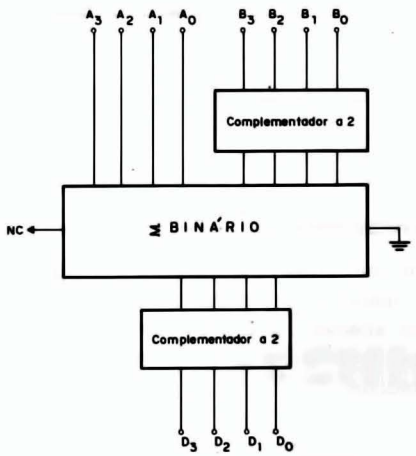


Figura 9.6.7
Diagrama em blocos do subtrator complementado a 2 para minuendo < subtraendo.

negativo, indicado pela ausência de "carry", deve ser complementado a 2.

A figura 9.6.7 mostra a necessidade da inclusão de um complementador a mais em relação ao caso M ≥ S. O circuito final está mostrado na figura 9.6.8.

Um subtrator genérico, para números de 4 bits, operando em complemento a 2, está mostrado na figura 9.6.9. Neste caso o circuito deverá ser capaz de operar com o minuendo maior, menor ou igual ao subtraendo, fornecendo sempre o resultado correto. O circuito decidirá quando complementar o resultado da soma do minuendo com o complemento do subtraendo. Isto deverá ser feito toda vez que o resultado for negativo, o que é indicado pela ausência de "carry".

Deste modo, a saída de "carry" do primeiro somador desempenhará um papel relevante: indicador de sinal do resultado — positivo quando igual a um — e controlador da operação de complementação do resultado — complementar quando o "carry" inexistir.

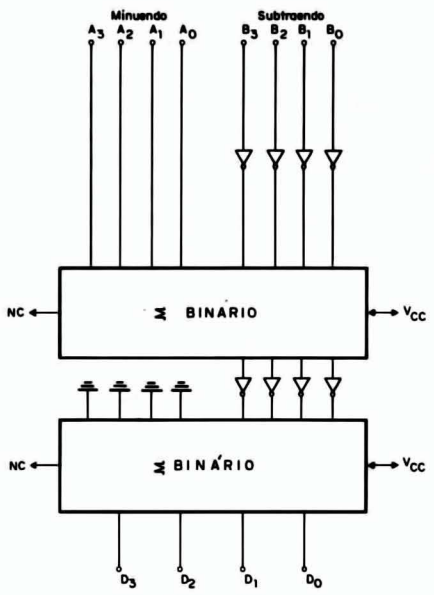


Figura 9.6.8.
Subtrator binário operando em complemento a 2 para o minuendo < subtraendo.

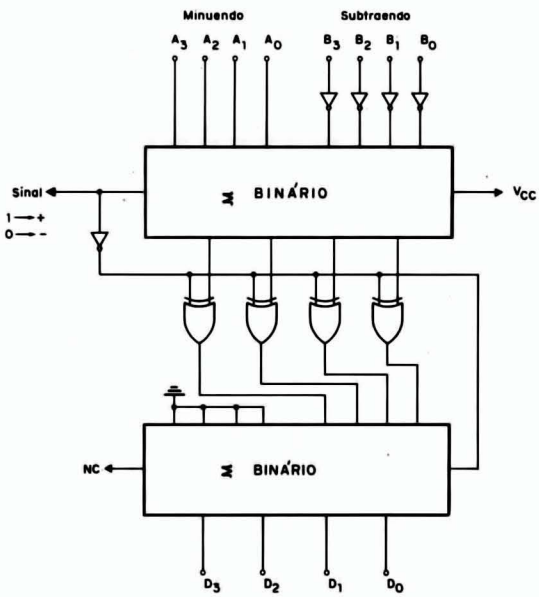


Figura 9.6.9
Subtrator genérico para 4 bits, operando em complemento a 2.

No caso da operação em complemento a 1, considerando-se apenas o caso em que o minuendo é maior que o subtraendo, o circuito é o mostrado na figura 9.6.10, onde, conforme o quadro-resumo da figura 9.4.4, há a necessidade de retornar com o "carry".

Para o minuendo menor ou igual ao subtraendo, o circuito está mostrado na figura 9.6.11 e, para o caso genérico, na figura 9.6.12.

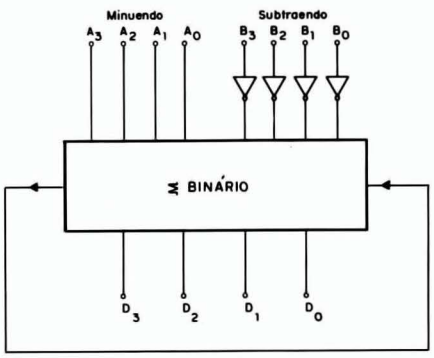


Figura 9.6.10
Subtrator binário operando em complemento a 1 para o minuendo ≥ subtraendo.

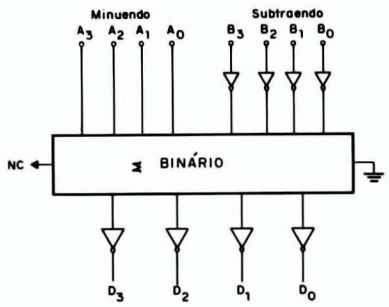


Figura 9.6.11
Subtrator binário para o minuendo ≤ subtraendo, operando em complemento a 1.

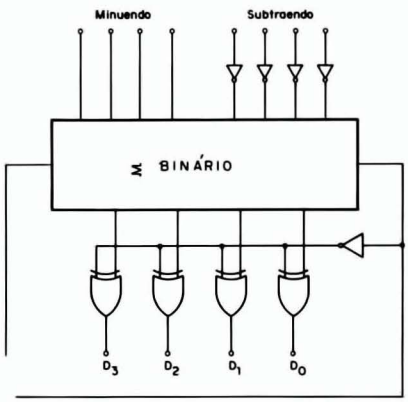


Figura 9.6.12
Subtrator genérico operando em complemento a 1.

9.7. TESTES DE AVALIAÇÃO

9.7.1. Execute as operações aritméticas, nas bases indicadas:

a) $432_5 - 241_5$ (operar em complemento a 5)
b) $241_{(5)} - 432_{(5)}$ (operar em complemento a 5)
c) $432_5 - 241_5$ (operar em complemento a 4)
d) $241_5 - 432_5$ (operar em complemento a 4)
e) $245_5 - 432_5$
f) $1101_2 - 110_2$
g) $110_2 - 1101_2$
h) $4AE_{16} - 235_{16}$
i) $235_{16} - 4AE_{16}$

9.7.2. Faça o diagrama de um subtrator genérico, para 8 bits, operando em complemento a 2.

9.7.3. Projete um somador/subtrator genérico, para 4 bits, operando em complemento a 2.

9.7.4. Projete um somador/subtrator genérico, para 4 bits, operando em complemento a 1.

9.8. BIBLIOGRAFIA

9.8.1. Sistemas de Numeração e Operações Aritméticas
Homero Sette Silva
Dpto. de Treinamento da EMBRATEL — 1981

9.8.2. Designing with TTL Integrated Circuits
Texas Instruments Inc.
McGraw-Hill — 1971

9.8.3. Digital Computer Fundamentals
Thomas C. Bartee
McGraw-Hill — 1971

9.9. RESPOSTAS DOS TESTES DE AVALIAÇÃO

9.7.1. a) 141
b) — 141
c) 141
d) — 141
e) impossível, pois o minuendo não existe na base 5
f) 111

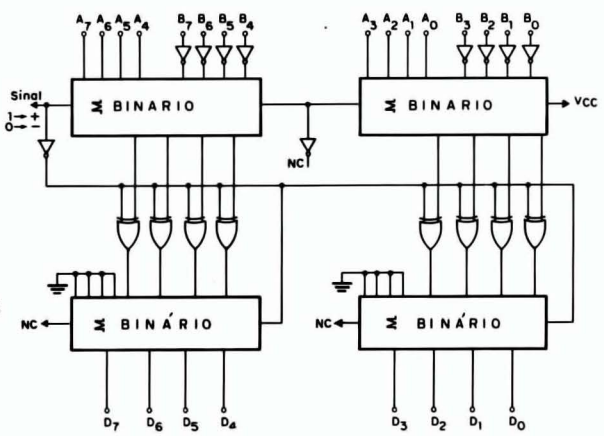


Figura 9.9.1
Subtrator genérico de 8 bits, operando em complemento a 2.

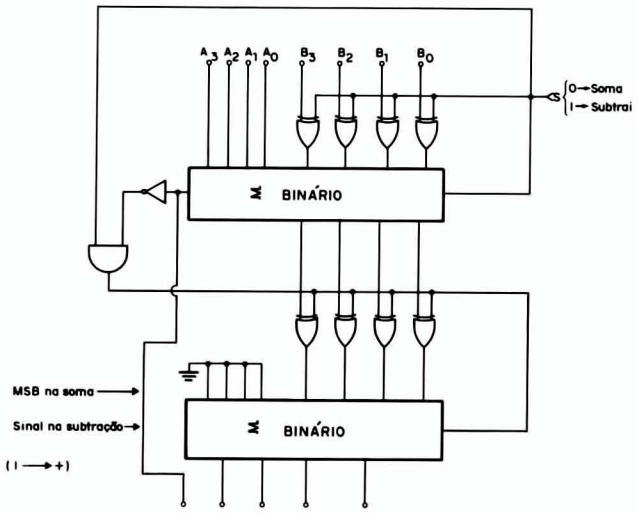
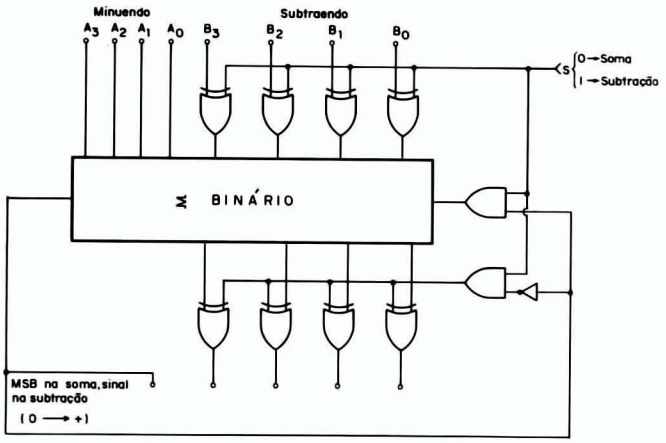


Figura 9.9.2
Somador/subtrator genérico operando em complemento a 2.

Figura 9.9.3
Somador/subtrator genérico operando em complemento a 1.



g) — 111
h) 279
i) — 279

9.7.2. Veja a figura 9.9.1.
9.7.3. Veja a figura 9.9.2.
9.7.4. Veja a figura 9.9.3.

COLABORAÇÕES

SE VOCÊ DESENVOLVEU ALGUM PROJETO ORIGINAL, OU SE TEM EM MENTE ESCREVER ALGUM ARTIGO QUE ACREDITE SER DE INTERESSE DOS LEITORES, SUGERIMOS QUE ENTRE EM CONTACTO CONOSCO, EXPONDO O TEOR DO ARTIGO, A FIM DE QUE O MESMO POSSA SER SUBMETIDO À APRECIAÇÃO DA REDAÇÃO.

NOVOS LANÇAMENTOS

WOOFER 12"
Com ou sem borda de espuma. Diâmetro 300 mm. Freqüência de ressonância 30 Hz. Potência conforme solicitação, de 50 W a 90 W.



TWEETER TD
Tipo dommer. Diâmetro 89 mm. Resposta de freqüência 5-20 kHz. Potência 30 W. Peso 400 g.





LIFON
ALTO FALANTES
Av. do Espigão, 30 - Km 21 V. Raposo Tavares
Fones: 492-2559 - 492-2215 - 492-2217
06700 - Cotia - SP

FONTE ESTABILIZADA
Modelo FIC-1 *Arpen*

COM INJETOR DE SINAIS E MEDIDOR DE CONTINUIDADE



VANTAGENS:

— Injetor de sinais
— Medidor de continuidade
— Baixo nível de ruído
— Estabilidade
— Tensão escalonada de 3 volts a 12 volts
— Corrente: 1,5 ampères
— Rede: 110 e 220 volts

UTILIZAÇÃO: 1) Para conserto de rádios, toca-fitas, gravadores, etc.
2) Instrumento adequado para estudantes e novos técnicos.
3) Prático e durável.

equitron INDÚSTRIA E COMÉRCIO LTDA.

Rua Dias Leme, 241 - Tels: 292-7430 - 93-7833 - CEP 03118 - São Paulo - SP

G. A. BOLECKIS

ÓPTICA — ELETRÔNICA — ACÚSTICA — COMUNICAÇÕES

IMPORTAÇÃO DE COMPONENTES, ACESSÓRIOS E EQUIPAMENTOS.
CONSULTORIA, ESPECIFICAÇÃO E RECOMENDAÇÃO.
ASSESSORIA PARA INDÚSTRIA E COMÉRCIO.

Praia de Icaraí, 291/1304 - Fone: (021) 711-7528 - Telex 2132051
Caixa Postal 1162 - CEP 24000 - Niterói - RJ

A SOLUÇÃO RÁPIDA P/ SEUS PROBLEMAS

CONFECCIONAMOS PEÇAS E PRESTAMOS SERVIÇOS À SUA EMPRESA

ESTAMPARIA **INJEÇÃO** **USINAGEM**



TEMOS AINDA:
- **FERRAMENTARIA**
- **PINTURA**
- **JATO DE AREIA**
- **SOLDA PONTO**
- **SOLDA INDUÇÃO**

INDUSSERV

AV. DO ESPIGÃO, 30 - FONES: 492-2559/2026/3118/2215/2217
CEP 06700 - COTIA - SP

CONSTANTES DE TEMPO
RL

Os circuitos RL, constituídos de um resistor em série com um indutor, são utilizados em circuitos de temporização ou em relés, os quais devam ser acionados em tempos pré-determinados.

A constante de tempo do circuito RL é baseada na fórmula

$$T = \frac{L}{R}$$

onde T é o tempo, em segundos, L é a indutância, em henries, e R é a resistência, em ohms. O tempo, em segundos, é aquele que é necessário para a corrente atingir 63% do seu valor máximo.

As constantes de tempo para os circuitos RL estão relacionadas na Tabela I.

A resistência do fio utilizado na construção da bobina (indutância) deve ser levada em consideração ao se calcular a constante de tempo. Essa resistência deve ser considerada como estando em série com a bobina. Assim, se a resistência de uma bobina for de 20 ohms e o circuito RL necessitar de uma resistência série de 200 ohms, deve-se então utilizar um resistor de 180 ohms.

Uma regra básica é que se a resistência da bobina for de 10%, ou mais, do valor da resistência requerida pelo circuito, ela deverá ser levada em consideração. Assim sendo, no exemplo acima a resistência da bobina deverá ser levada em consideração, já que ela representa 10% do valor da resistência total necessária. Se a resistência da bobina fosse a mesma (20 ohms) mas a resistência total necessária fosse de, por exemplo, 500 ohms, então a resistência da bobina poderia ser desprezada, e seria intercalado no circuito um resistor com o valor de 500 ohms.

Exemplo I

Temos um relé cuja resistência de sua bobina é desprezível e cuja indutância é de 0,05 henries, e esse relé é acionado quando a corrente na sua bobina atinge 63% do seu valor máximo (pico). Qual é o valor do resistor série que seria necessário para que o relé feche seus contactos 0,008 segundo após ser ligada a corrente?

Observe que a Tabela I não inclui um tempo de 0,008 segundo e nem uma indutância de 0,05 henries. Entretanto, é fácil estender-se a tabela simplesmente deslocando-se a vírgula decimal. Alteramos então 0,008 para 8 deslocando a vírgula três casas à direita. A indutância, 0,05 henries, tornar-se-á então, com o deslocamento da vírgula três casas à direita, 50. A seguir localizamos o número 8 na coluna da esquerda. Seguimos então na horizontal para a direita até atingir a coluna dos 50, e obtemos o valor de 6,3 ohms, que é a resposta para o nosso problema.

Observe que no número correspondente à resposta não efetuamos o deslocamento da vírgula três casas à direita. A razão disto é que a fórmula para a constante de tempo é T = L/R, o que significa que iguais aumentos ou reduções em L e R não afetarão o resultado, que é a constante de tempo. Verifiquè que 0,05 dividido por 0,008 é igual a aproximadamente 6,3 (na realidade 6,25) e que 50 dividido por 8 dá o mesmo resultado.

Exemplo II

Um circuito RL possui uma indutância de 20 henries e uma resistência de 13,3 ohms. Qual é a constante de tempo?

Localizamos no topo da tabela a coluna marcada com 20 henries. Descemos

TABELA I

CONSTANTES DE TEMPO RL

Tempo (s)	Indutâncias (henries)									
	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
0,1	100,0 Ω	200,0 Ω	300,0 Ω	400,0 Ω	500,0 Ω	600,0 Ω	700,0 Ω	800,0 Ω	900,0 Ω	1000,0 Ω
0,15	66,7 Ω	133,3 Ω	200,0 Ω	266,7 Ω	333,3 Ω	400,0 Ω	466,7 Ω	533,3 Ω	600,0 Ω	666,7 Ω
0,2	50,0 Ω	100,0 Ω	150,0 Ω	200,0 Ω	250,0 Ω	300,0 Ω	350,0 Ω	400,0 Ω	450,0 Ω	500,0 Ω
0,25	40,0 Ω	80,0 Ω	120,0 Ω	160,0 Ω	200,0 Ω	240,0 Ω	280,0 Ω	320,0 Ω	360,0 Ω	400,0 Ω
0,3	33,3 Ω	66,7 Ω	100,0 Ω	133,3 Ω	166,7 Ω	200,0 Ω	233,3 Ω	266,6 Ω	300,0 Ω	333,3 Ω
0,35	28,6 Ω	57,1 Ω	86,6 Ω	114,3 Ω	142,9 Ω	171,4 Ω	200,0 Ω	228,6 Ω	257,1 Ω	285,7 Ω
0,4	25,0 Ω	50,0 Ω	75,0 Ω	100,0 Ω	125,0 Ω	150,0 Ω	175,0 Ω	200,0 Ω	225,0 Ω	250,0 Ω
0,45	22,2 Ω	44,4 Ω	66,7 Ω	88,9 Ω	111,1 Ω	133,3 Ω	155,6 Ω	177,8 Ω	200,0 Ω	222,2 Ω
0,5	20,0 Ω	40,0 Ω	60,0 Ω	80,0 Ω	100,0 Ω	120,0 Ω	140,0 Ω	160,0 Ω	180,0 Ω	200,0 Ω
0,55	18,2 Ω	36,4 Ω	54,5 Ω	72,7 Ω	90,9 Ω	109,1 Ω	127,3 Ω	145,5 Ω	163,6 Ω	181,8 Ω
0,6	16,7 Ω	33,3 Ω	50,0 Ω	66,7 Ω	83,3 Ω	100,0 Ω	116,7 Ω	133,3 Ω	150,0 Ω	166,7 Ω
0,65	15,4 Ω	30,8 Ω	46,2 Ω	61,5 Ω	76,9 Ω	92,3 Ω	107,7 Ω	123,1 Ω	138,5 Ω	153,8 Ω
0,7	14,3 Ω	28,6 Ω	42,9 Ω	57,1 Ω	71,4 Ω	85,7 Ω	100,0 Ω	114,3 Ω	128,7 Ω	142,9 Ω
0,75	13,3 Ω	26,7 Ω	40,0 Ω	53,3 Ω	66,7 Ω	80,0 Ω	93,3 Ω	106,7 Ω	120,0 Ω	133,3 Ω
0,8	12,5 Ω	25,0 Ω	37,5 Ω	50,0 Ω	62,5 Ω	75,0 Ω	87,5 Ω	100,0 Ω	112,5 Ω	125,0 Ω
0,85	11,8 Ω	23,5 Ω	35,3 Ω	47,1 Ω	58,8 Ω	70,6 Ω	82,3 Ω	94,1 Ω	105,9 Ω	117,6 Ω
0,9	11,1 Ω	22,2 Ω	33,3 Ω	44,4 Ω	55,5 Ω	66,6 Ω	77,8 Ω	88,9 Ω	100,0 Ω	111,1 Ω
0,95	10,5 Ω	21,1 Ω	31,6 Ω	42,1 Ω	52,6 Ω	63,2 Ω	73,7 Ω	84,2 Ω	94,7 Ω	105,3 Ω
1,0	10,0 Ω	20,0 Ω	30,0 Ω	40,0 Ω	50,0 Ω	60,0 Ω	70,0 Ω	80,0 Ω	90,0 Ω	100,0 Ω
1,5	6,7 Ω	13,3 Ω	20,0 Ω	26,7 Ω	33,3 Ω	40,0 Ω	46,7 Ω	53,3 Ω	60,0 Ω	66,7 Ω
2,0	5,0 Ω	10,0 Ω	15,0 Ω	20,0 Ω	25,0 Ω	30,0 Ω	35,0 Ω	40,0 Ω	45,0 Ω	50,0 Ω
2,5	4,0 Ω	8,0 Ω	12,0 Ω	16,0 Ω	20,0 Ω	24,0 Ω	28,0 Ω	32,0 Ω	36,0 Ω	40,0 Ω
3,0	3,3 Ω	6,7 Ω	10,0 Ω	13,3 Ω	16,7 Ω	20,0 Ω	23,3 Ω	26,7 Ω	30,0 Ω	33,3 Ω
3,5	2,9 Ω	5,7 Ω	8,7 Ω	11,4 Ω	14,3 Ω	17,1 Ω	20,0 Ω	22,9 Ω	25,7 Ω	28,6 Ω
4,0	2,5 Ω	5,0 Ω	7,5 Ω	10,0 Ω	12,5 Ω	15,0 Ω	17,5 Ω	20,0 Ω	22,5 Ω	25,0 Ω
4,5	2,2 Ω	4,4 Ω	6,7 Ω	8,9 Ω	11,1 Ω	13,3 Ω	15,6 Ω	17,8 Ω	20,0 Ω	22,2 Ω
5,0	2,0 Ω	4,0 Ω	6,0 Ω	8,0 Ω	10,0 Ω	12,0 Ω	14,0 Ω	16,0 Ω	18,0 Ω	20,0 Ω
5,5	1,8 Ω	3,6 Ω	5,5 Ω	7,3 Ω	9,1 Ω	10,9 Ω	12,7 Ω	14,6 Ω	16,4 Ω	18,2 Ω
6,0	1,7 Ω	3,3 Ω	5,0 Ω	6,7 Ω	8,3 Ω	10,0 Ω	11,7 Ω	13,3 Ω	15,0 Ω	16,7 Ω
6,5	1,5 Ω	3,1 Ω	4,6 Ω	6,2 Ω	7,7 Ω	9,2 Ω	10,8 Ω	12,3 Ω	13,9 Ω	15,4 Ω
7,0	1,4 Ω	2,9 Ω	4,3 Ω	5,7 Ω	7,1 Ω	8,6 Ω	10,0 Ω	11,4 Ω	12,9 Ω	14,3 Ω
7,5	1,3 Ω	2,7 Ω	4,0 Ω	5,3 Ω	6,7 Ω	8,0 Ω	9,3 Ω	10,7 Ω	12,0 Ω	13,3 Ω
8,0	1,2 Ω	2,5 Ω	3,8 Ω	5,0 Ω	6,3 Ω	7,5 Ω	8,8 Ω	10,0 Ω	11,3 Ω	12,5 Ω
9,0	1,1 Ω	2,2 Ω	3,3 Ω	4,4 Ω	5,5 Ω	6,7 Ω	7,8 Ω	8,9 Ω	10,0 Ω	11,1 Ω
10,0	1,0 Ω	2,0 Ω	3,0 Ω	4,0 Ω	5,0 Ω	6,0 Ω	7,0 Ω	8,0 Ω	9,0 Ω	10,0 Ω

essa coluna até encontrarmos o valor de e localizamos o valor de 1,5, que é a 13,3; movemos então para a esquerda até constante de tempo que buscamos.

atingirmos a coluna do tempo (segundos) Ω

AVANÇOS NAS TÉCNICAS DE RECONSTRUÇÃO DE IMAGENS COM PARALAXE

G. A. BOLECKIS*

Este artigo descreve os processos técnicos obtidos nas últimas décadas com vista à obtenção de imagens com paralaxe em cinemas e displays diversos, com o emprego da holografia e da estereoscopia.

CONCLUSÃO

HOLOGRAFIA

Holografia foi o nome dado pelo cientista (já falecido) Dennis Gabor — prêmio Nobel de Física em 1971 — para um fenômeno de interferência de onda descoberto por ele em 1947, quando estava pesquisando o microscópio de elétrons. "Holo", em idioma grego, significa "inteiro", daí o significado "gravação por inteiro" ou "holograma".

A holografia é de crescente importância para a engenharia no futuro, e já atualmente desfrutamos de significantes resultados obtidos em vários projetos no campo da eletrônica, eletro-óptica, acústica, etc.

A holografia possui um problema, que é o da reconstrução da frente de onda pela qual é gravada e depois reconstituída a distribuição de fase e amplitude de uma onda monocromática incidente a uma superfície. As dificuldades associadas a este problema na região óptica surgem primeiramente em conexão com a medição de fase, e para superar esta dificuldade é necessário fazer uso de um processo de gravação interferométrico que codifica efetivamente a distribuição de fase de uma onda incidente, como uma modulação mensurável — geralmente espacial e, em alguns casos, temporal — da distribuição de intensidade.

Muitas soluções para alguns problemas básicos da holografia estarão presentes em várias aplicações desta, onde os detalhes são necessariamente considerados. Em muitos casos, não é a frente de onda o derradeiro interesse, mas sim os objetos tridimensionais pelos quais passa a onda, e também pelos quais é refletida durante a propagação.

Neste artigo somente nos interessam as aplicações das técnicas para a gravação e princi-

* Consultor técnico. Diretor Secretário da Associação Brasileira de Acústica — ABRAC. Membro da Comissão de Acústica da Associação Brasileira de Normas Técnicas — ABNT. Membro regular da: Acoustical Society of America (ASA); Optical Society of America (OSA); Society of Motion Picture and TV Engineers (SMPTE); Audio Engineering Society (AES); Society of Broadcast Engineers (SBE); European Physical Society (EPS); Museum of Holography (MOH); Laser Institute of America (LIA); Institute of Electronics and Electrical Engineers; Society for Information Display (SID); Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers.

palmente reconstrução de imagens. Porém, antes, apresentaremos a seguir um breve resumo de alguns tipos de hologramas.

Tipos básicos de holograma

Somente podemos afirmar que um holograma é uma fina estrutura difratora se a sua espessura óptica for menor que o comprimento de onda. No entanto, na prática não é a relação espessura/comprimento de onda que influencia as características de um holograma, e sim a relação entre a espessura e o período da franja gravada no holograma.

Nos tipos mais comuns de hologramas, a imagem do objeto é formada pela luz transmitida, mas também é possível obter-se hologramas com a luz refletida.

Se por exemplo um holograma for gravado em um material do tipo haleto de prata, desenvolve-se então um padrão de compensação que está diretamente relacionado à exposição original em seguida à deposição das camadas metalizadas sobre a superfície da emulsão, podendo-se criar no caso um holograma altamente refletivo.

Um holograma pode ser classificado como de amplitude se a absorção for o mecanismo primário por meio do qual a informação armazenada é transferida ao campo óptico reconstruído. As propriedades de tal holograma dependem de se o mesmo é um holograma fino ou espesso.

Um holograma de amplitude do tipo fino é melhor descrito em termos de sua transmitância de amplitude.

Quando o mecanismo primário pelo qual um holograma modula uma onda incidente é uma mudança da constante dielétrica, ou mudança da espessura física, é então chamado de holograma de fase. O holograma de fase pode, em princípio, ser constituído de estruturas difratantes sem perda e, neste caso, sua eficiência de difração pode ser muito mais alta que os hologramas do tipo amplitude. No entanto, a modulação de fase é intrinsecamente uma operação não linear, e assim algum cuidado deve ser tomado para evitar degradações de imagem causadas justamente pela não linearidade.

Vale a pena assinalar aqui que a holografia, além da potencialidade de seu uso em "displays", cinema, interferometria, microscopia, etc., promete muito também como uma excelente ferramenta para a armazenagem de informações. Por exemplo, uma emulsão holográfica pode armazenar até 400 vezes mais páginas de informações do que um processo de micro-fotografia convencional, isto porque um holograma difuso representa quase que uma codificação ideal com a total possibilidade de utilização de sua área e da gradação da emulsão em contraste com a folha impressa, que aproveita em média 10% da área. Ainda outro fator positivo é a possibilidade de utilização da terceira dimensão.

A holografia no cinema

Dennis Gabor previu para um futuro bem próximo um processo em que ele tinha muito interesse. Esse processo foi denominado por ele de "holografia panorâmica" ou "arte holográfica". Geralmente todos os hologramas tridimensionais proporcionam uma sensação de profundidade não mais do que alguns poucos metros. A idéia de Gabor era a de um holograma que proporcionasse sensações de infinito, ou seja, um holograma numa parede como se fosse uma janela através da qual uma pessoa pudesse olhar a paisagem exposta sem poder distinguir se é real ou falsa. Este tipo de holograma panorâmico, segundo Dennis Gabor, não seria um trabalho fotográfico, e sim um trabalho de arte. A figura 8 ilustra o holograma panorâmico.

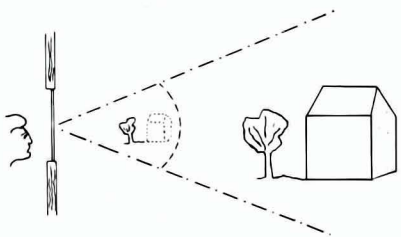


Figura 8
Holografia panorâmica, no processo de reconstituição, segundo a concepção de Dennis Gabor.

Um dos processos holográficos mais esperados é provavelmente o aplicado ao cinema tridimensional, sem a necessidade do uso de visores (óculos) por parte dos observadores.

Num esboço feito por Dennis Gabor (veja a fig. 9) o tridimensional na concepção dele, há cerca de dez anos atrás, teria a audiência coberta por zonas de visão com a largura do espaçamento interaxial dos olhos normais, um

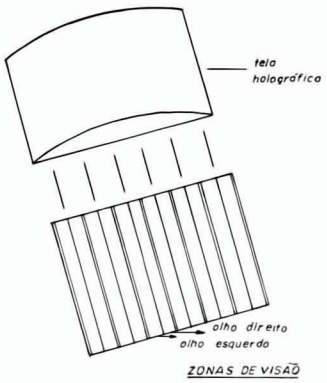


Figura 9
Cinema tridimensional pelo processo holográfico, segundo a concepção de Dennis Gabor.

para o olho esquerdo e outro para o olho direito, com um espaço vazio entre os pares. Os olhos veriam duas imagens diferentes, ou seja, um par estereoscópico com a possibilidade do observador movimentar sua cabeça lateralmente.

Dennis Gabor gastou alguns anos tentando resolver alguns problemas da holografia no cinema, e chegou à conclusão de que através dos meios tradicionais, tais como espelhos, prismas e lentículas, não se chegaria a um resultado satisfatório, a não ser em telas pequenas.

Os pesquisadores soviéticos, através do Instituto de Pesquisas Cinematográficas (NIKFI), na cidade de Moscou, obtiveram alguns resultados satisfatórios, trazendo novamente à tona a esperança de se ter em breve um cinema realmente tridimensional pelos processos holográficos.

O cinema holográfico, segundo os soviéticos, possui diversas vantagens devido à alta densidade de informação encontrada no processo, e a habilidade de um holograma reproduzir a luz primária utilizada durante a gravação. O grupo da NIKFI já conseguiu obter uma imagem tridimensional e, além disto, foi possível obterem imagens muito realísticas, tornando difícil para um observador distinguir entre bons hologramas e objetos reais por causa da mudança da perspectiva.

O holograma de Fourier também mostrou interessantes propriedades que podem ser aproveitadas no cinema, pois neste tipo de holograma a imagem reconstruída permanece estacionária mesmo quando o holograma se move em direção transversal ao eixo óptico. Esta propriedade pode sem dúvida alguma simplificar os mecanismos dos equipamentos projetores. Mas as dificuldades encontradas estão sendo superadas através do desenvolvimento de lasers de alta potência com radiações na parte verde, azul e vermelha do espectro, com pulsos de energia de 1 a 10 joules. Com energia pulsante de 1 joule para cada um dos três lasers foi possível lançar imagens numa superfície com cerca de 100 m^2, não sendo contudo totalmente satisfatório.

Em 1978 desenvolveram teoricamente um sistema de cinema holográfico com o emprego de lente ranhurada. O método da lente ranhurada é substancialmente diferente de outros processos usados. As lentes ranhuradas não limitam o paralaxe vertical em contraste com o processo do norte-americano Stephen A. Benton. Com o processo da lente ranhurada foi possível para a NIKFI obter um quadro de muito pouca altura, resultando não só numa melhor conservação do filme como também na redução do tamanho dos equipamentos.

No cinema holográfico com lente ranhurada somente são transmitidos os paralaxes horizontais. A figura 10 nos mostra o esquema de captação holográfica com o emprego de lente ranhurada. O objeto (1) é iluminado pela luz coerente (2) dos lasers contendo as partes verde, azul e vermelha do espectro visível. A luz refletida do objeto passa através de uma lente (3). A lente forma então uma imagem espacial reduzida (4) situada perto do foco da lente de Fourier (5). A imagem (4) é armazenada no filme holográfico (6), que também é iluminado por um feixe de referência (7) que vem dos mesmos lasers.

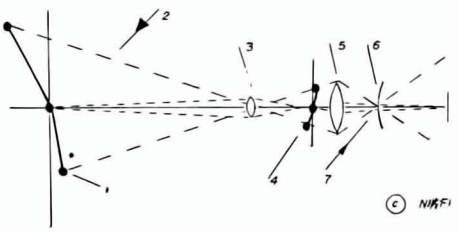


Figura 10
Gravação holográfica empregando lente ranhurada, segundo o processo soviético NIKFI.

Na reprodução cinematográfica (também com o emprego de lente ranhurada) é usada uma tela holográfica especial. A figura 11 ilus-

tra o esquema. A lente (1) focaliza o feixe do laser no centro da tela (2) no plano horizontal. Um feixe de referência (3) diverge ligeiramente no plano vertical quando ele passa através da tela lenticular (4). Próximo ao centro primário (2) da tela holográfica, o feixe de referência é focalizado na linha vertical (5), definindo esta a zona de visão no plano vertical.

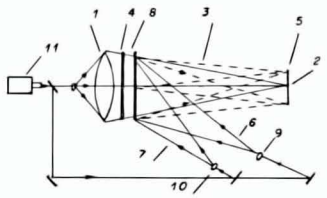


Figura 11
Secção vertical do processo NIKFI para focalização em linha na tela holográfica.

Processo ortoscópico

Como já foi mencionado, existem dificuldades associadas com as frentes de onda colorida da gravação e reprodução holográfica. Embora tente-se evitar esses problemas, as técnicas apresentadas na codificação de frentes de onda de objetos coloridos apresentam uma imagem pseudoscópica, na reconstrução.

Um método apresentado pelos cientistas Lessard, Langlois e Boivin, do Laboratório de Pesquisas Ópticas da Universidade de Laval, no Canadá, alcança bons resultados de cor nos hologramas de objetos tridimensionais, através da codificação (por máscara) da frente de onda do objeto, produzindo uma imagem real não pseudoscópica, isto é, sem interferência.

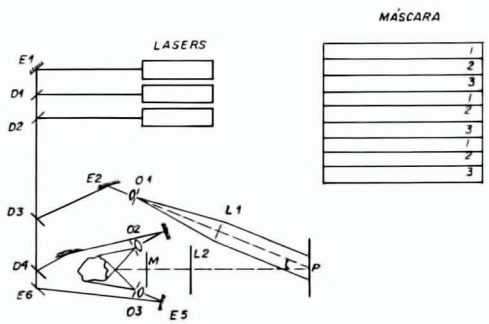


Figura 12
Arranjo experimental com o emprego de uma máscara codificadora, proposto por Lessard, Langlois e Boivin, do Laboratorie de Reserches en Optique et Laser.

A figura 12 ilustra a montagem desse processo feita pelo grupo canadense para a obtenção de um holograma ortoscópico. Foram usados três lasers, sendo um de He-Ne para a emissão de luz vermelha com um comprimento de onda de 6 328 angstrons, um laser de He-Cd para um comprimento de onda de 4 416 angstrons, azul, e um laser de íon-argônio para a luz verde, com um comprimento de onda de 5 145 angstrons.

Como se pode ver no desenho, os três feixes são misturados em um só, através do uso de um espelho (E_1) e dos divisores de feixe (D_1 e D_2). O terceiro divisor de feixe (D_3) é usado para dividir uma parte dos três feixes coloridos e coincidentes em um feixe de referência que é dirigido à placa holográfica através do espelho (E_2), passando antes por um sistema de filtragem espacial que contém uma objetiva e um orifício (O_1), e depois colimatada pela lente (L_1). A outra parte do feixe que cruza o divisor (D_3) é dividida pelo divisor (D_4) e enviada em direção ao objeto pelos espelhos (E_3 e E_4) e também filtrada espacialmente por O_2. Finalmente, a outra parte do feixe dividido por D_4 é desviada em direção ao objeto pelos espelhos (E_5 e E_6) e também espacialmente filtrada por O_3. A frente de onda proveniente do objeto segue então em direção à placa holográfica (P), mas antes passando pela máscara codificadora (M) e lente (L_2).

A máscara usada neste processo é esboçada na figura 12-a, onde podemos notar que a abertura está dividida em nove faixas horizontais com 6 mm de altura e 10 cm de largura. Sendo os três comprimentos de onda (azul, verde e vermelho) usados para gravar o holograma, as faixas são usadas em grupos de três. Cada faixa de um grupo é transparente para apenas um comprimento de onda.

Esta técnica oferece um método simples e relativamente fácil de se obter hologramas coloridos de objetos tridimensionais. A máscara dividida em faixas suficientemente separadas de outras é realmente um bom processo de eliminar a interferência, suprimindo as imagens indesejáveis e criando uma imagem real não pseudoscópica.

Processo de capa cônica

Na holografia de 360°, quando um objeto é iluminado verticalmente por uma luz proveniente do laser, a luz é dispersada em todas

as direções. A frente de onda do objeto, dispersada para os lados, interfere com a onda de referência, o que é indesejável, sendo então gravado no filme o padrão de interferência. Em outros processos comuns de obtenção de hologramas de 360° é usado um filme curvado em volta do objeto, ou então são usadas placas holográficas poliedrais envolvendo o objeto.

Há um processo chamado de *cônico*, que é bastante simples para se obter hologramas de 360°, utilizando uma capa cônica para dar a onda de referência. Este processo está ilustrado na figura 13, onde podemos notar que a onda plana do laser ilumina verticalmente a capa cônica e o objeto. A aba da capa é usada para refletir a onda de referência. Já a onda refletida pelo objeto passa através da capa cônica e interfere no filme cilíndrico com a onda de referência, que é refletida por sua vez pela superfície cônica. A capa transparente usada neste processo de gravação não proporciona influências indesejáveis na imagem reconstruída do objeto.

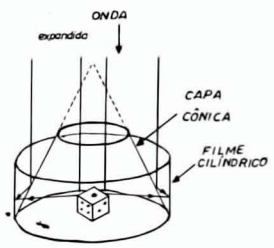


Figura 13
Arranjo básico da holografia de 360° usando uma capa cônica.

A holografia está sendo muito usada em várias aplicações científicas e práticas, apesar de ainda apresentar algumas dificuldades, como a de manchas e da apresentação do movimento contínuo. Mas é de se esperar para muito em breve soluções para estes problemas e outros.

Neste artigo não foram abordados todos os processos estereoscópicos e holográficos correntes. Quanto às soluções atuais e passadas para a obtenção da televisão tridimensional, o autor prefere reservar este assunto em um só artigo mais abrangente. A TV tridimensional, como o leitor deve imaginar, não é um sonho do ano 2000; em poucos anos já deveremos ter algumas transmissões "pelo ar" e receptores especialmente preparados do tipo "telão", para maior impacto, e sem a necessidade de uso de óculos.

Atualmente já existe a TV tridimensional mas "via cabo", pelo processo anáglifo da 3D Video, além de algumas experiências realizadas por outras empresas como a Ancom, Matsushita, etc.

BIBLIOGRAFIA

1) The Perception of the Visual World
J. Gibson — Editor Houghton Mifflin — 1950

2) Depth Perception Through Motion
M. Braunstein — Editor Academic Press — 1976

3) Eye Movements and Vision
A. L. Yarbus — Editor Plenum — 1967

4) Handbuch der Physiologischen Optik
H. von Helmholtz — Editor Voss — 1866

5) Static and Dynamic Visual Fields in Human Space Perception
D. A. Gordon, J. Optic. Soc. Am. nº 55, 1296-1303 — 1965

6) The Theory of Parallax Barriers
Sam H. Kaplan, J. SMPTE nº 59, 11-21 — 1952

7) Stereoscopy in the Telecinema and in the Future
L. Dudley, J. Brit. Kinemat. Soc. nº 18, 172-181 — 1951

8) Fundamentals of Optics
F. A. Jenkins e H. E. White — Editor McGraw-Hill — 1957

9) Foundations of Cyclopeans Perception
B. Juslez — Editor O. Chicago Press — 1971

10) Holografia
G. A. Boleckis — Revista Monitor de Rádio e Televisão nº 387 — 1980

11) Three Dimensional Imaging Techniques
T. Okoshi — Editor Academic Press — 1976

12) Autostereoscopy Delivers What Holography Promised
J. F. Butterfield — SPIE Advances in Display Technology — 1979

13) Stereoptics
L. Dudley — Editor McDonald & Co. — 1951

14) Holography
H. A. Klein — Editor Lippincott — 1970

15) The Theory of Stereoscopic Transmission
Spottiswoode & Spottiswood e Nigel — Editor UC Press — 1953

Ω



ELEMENTOS
DE
AUTOMATIZAÇÃO
PEXTRON

• TEMPERATURA • FOTOELÉTRICOS • CORRENTE
• TENSÃO • TEMPO • FASE

DISTRIBUIDOR AUTORIZADO PARA TODO O BRASIL

RÁDIO ELÉTRICA SANTISTA LTDA.

SANTO ANDRÉ: Rua Cel. Alfredo Flaquer, 110 - Fone: 449-6688
SÃO BERNARDO DO CAMPO: Rua Mal. Deodoro, 132, lojas 10/11 - Fone: 443-3299
SÃO CAETANO DO SUL: Av. Goiás, 762 - Fones: 442-2069 - 442-2855

ATENDEMOS TAMBÉM PELO REEMBOLSO AÉREO E POSTAL

COMPRAMOS

FALAR C/ SR. DAVID
FONES:
220-4537 - 220-6916

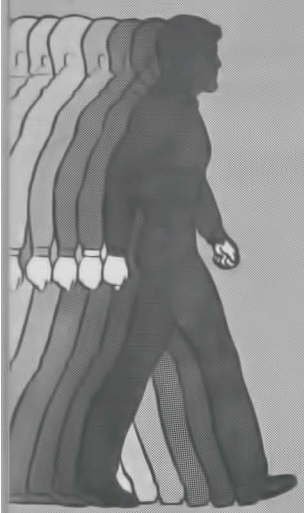
LOTE DE MATERIAL ELETRÔNICO EM QUALQUER QUANTIDADE, TRANSISTORES E CIRCUITOS INTEGRADOS

O sucesso tem muitos caminhos.
O INSTITUTO MONITOR
conhece todos. Escolha já o seu.

43 anos de experiência no ensino à distância

Estude por correspondência no INSTITUTO MONITOR. Aproveite suas horas de folga para estudar, em sua própria casa, um dos 18 cursos altamente especializados, desenvolvidos segundo um método próprio e adequado ao ensino por correspondência, que assegura um aprendizado rápido e eficiente, como se estivesse sendo orientado por um professor ao seu lado. Estudando no MONITOR, o aluno terá toda assistência do Departamento de Consultas. V. receberá GRÁTIS todos os materiais e ferramentas necessários ao treinamento prático.

CURSOS MAIS RÁPIDOS. MENSALIDADES AO ALCANCE DE TODOS.



RÁDIO, TRANSISTORES, TELEVISÃO Branco e Preto e a Cores	TELEVISÃO A CORES	INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICA	TRANSISTORES E SEMICONDUTORES
ELETROTÉCNICA	ELETRICISTA DE AUTOMÓVEL	ELETRICISTA INSTALADOR	ELETRICISTA ENROLADOR Enrolamento de Motores
DESENHO MECÂNICO	DESENHO ARQUITETÔNICO Plantas para Construções	DESENHO DE ELETRÔNICA	DESENHO DE ELETROTÉCNICA
DESENHO ARTÍSTICO E PUBLICITÁRIO	MONTAGEM E REPARAÇÃO DE APAR. ELETRÔN.	CORTE E COSTURA	CALIGRAFIA

NOVOS CURSOS

- PROGRAMAÇÃO DE COMPUTADORES
- ALMOXARIFE

NÃO HESITE: CONFIE-NOS SUA PREPARAÇÃO PROFISSIONAL

Peça informações hoje mesmo. Envie um dos cupons abaixo para Cx. Postal 30.277 - CEP 01000 - S. Paulo

RTV **INSTITUTO MONITOR**
R. Timbiras, 263 - Cx. Postal 30.277 - S. Paulo - CEP 01000

Sr. Diretor: Solicito enviar-me GRÁTIS o folheto sobre o curso de

.....
(indicar o curso desejado)

NOME .....

RUA .....

..... Nº .....

CIDADE ..... CEP .....

..... ESTADO .....

RTV **INSTITUTO MONITOR**
R. Timbiras, 263 - Cx. Postal 30.277 - S. Paulo - CEP 01000

Sr. Diretor: Solicito enviar-me GRÁTIS o folheto sobre o curso de

.....
(indicar o curso desejado)

NOME .....

RUA .....

..... Nº .....

CIDADE ..... CEP .....

..... ESTADO .....

GERADOR DE SINAIS

Mod. GF 03 - 1 Hz - 100 KHz
Mod. 3405 - 15 Hz - 1,5 MHz
Mod. F 6 - 180 kHz - 80 MHz
Mod. GP2B - Gerador de Barras



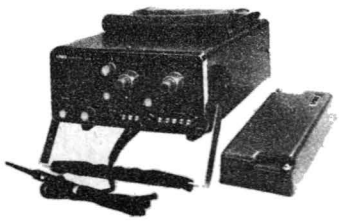
DIGITAIS

Mod. 7105 - Frequencímetro 50 MHz
Mod. 7720 - Contador 110 MHz
Mod. 4610 - Multímetro Digital



OSCILOSCÓPIOS

Mod. 5210 - 15 MHz - duplo traço
Mod. 5106 - 12 MHz - portátil
Mod. 5205 - 10 MHz - monocanal
Mod. 1307 - 7 MHz - monocanal



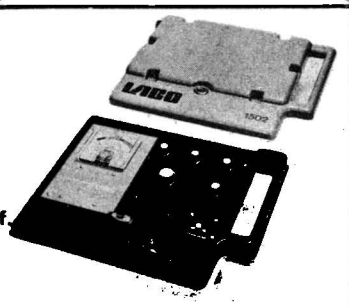
FONTES REGULADAS

Mod. 2845 - 80 V - 5 A
Mod. 2550 - 25 V - 5 A
Mod. 2038 - 50 V - 1,5 A
Mod. 2025 - 30 V - 1,5 A
Mod. 2515 - 25 V - 1,5 A
Mod. 2504 - 25 V - 0,4 A
Mod. 2020 - 200 V - 0,15 A



DIVERSOS

Mod. 4402 - Multímetro Analógico
Mod. PV 11 - Provador de Válvulas
Mod. 1502 - Provador de Cinescópio
Mod. 1690 - Teste de Semicondutores
Mod. 1652 - Teste de Isolação CA
Mod. 1608 - Mesa de Teste Telefônico
Mod. 1606 - Mesa de teste de disco telef.



LABO

DOBRA A GARANTIA: 1 ANO.

LABO
ELETRÔNICA S. A.
Av. Eng. Euzébio Stevaux, 1.200
Tel.: (011) 548-9947
CEP 04696 - São Paulo - S.P.

O receptor, esse desconhecido (III)

O VENERÁVEL NEUTRÓDINO

Josir Cavalcanti

O receptor neutródino não passa de um receptor galena melhorado, sendo classificado como de amplificação direta. Antes da demodulação, o sinal captado na antena é amplificado por uma ou duas etapas de RF. Naturalmente, após a demodulação o sinal sofre uma amplificação de áudio e é reproduzido.

Nos idos da válvula, a fim de se obter uma maior sensibilidade, usavam-se duas etapas acopladas entre si por transformadores de RF. Necessitava-se, então, de três capacitores variáveis iguais ou um variável triplo. Na verdade, dificuldades construtivas praticamente impossibilitavam a obtenção de um "tandem" com três secções rigorosamente iguais e os transformadores de RF com a mesma indutância, com o que o rendimento do sistema acabava seriamente comprometido. Contudo, até o aparecimento do receptor super heteródino, era o receptor padrão para uso doméstico.

Bem, com os recursos mais à mão, podemos construir um receptor do tipo neutródino com um único circuito sintonizado, no máximo dois, se utilizarmos um variável a ar, do tipo antigo, com duas secções iguais. Os variáveis de polietileno têm a secção de antena de 175 pF e a do oscilador com uns 57 pF; assim, usaremos apenas a secção de antena. O circuito resumir-se-á em um amplificador de áudio, um demodulador e uma ou duas etapas de RF.

A rigor, o acoplamento entre as etapas devia ser feito por, pelo menos, um transformador de RF, ainda que não sintonizado; todavia, as dificuldades construtivas são enormes. Podemos, então, contentar-nos com o acoplamento RC. Caso alguém se candidate a montar os transformadores, deverá levar em conta a razão $NP/NS = \sqrt{ZP/ZS}$, sendo ZP a impedância de carga e ZS a impedância de entrada do estágio seguinte, devendo-se observar que a reatância (XL) do enrolamento primário deverá ser igual ao dobro de ZP.

A amplificação de RF é função da sensibilidade do amplificador de áudio, devendo-se levar em conta uma perda de inserção no demodulador. Para uma montagem simples e experimental usaremos um amplificador de áudio modesto, o mesmo do artigo anterior. O sinal na antena pode ser considerado como sendo entre 50 ou 200 μV, o que definirá a sensibilidade do receptor. Uma sensibilidade

de 200 μV será suficiente em zonas de sinal forte. Se o amplificador tiver uma sensibilidade de 20 mV, segue-se que necessitaremos de uma amplificação de RF igual a 0,02/0,0002 V = 100. Na verdade, devido às perdas, devemos ter uma amplificação pouco maior, ou seja, de 120 a 160. Uma amplificação maior acarreta o risco do circuito entrar em oscilação, aliás, devido a isso mesmo é que os antigos receptores neutródinos contavam com circuitos de neutralização, daí o nome.

Definida a amplificação e escolhida a tensão de alimentação — 6 V — partimos para os cálculos, iniciando pelo circuito de sintonia.

Até o momento, temos operado na faixa de OM, que é bastante flexível, permitindo um bom funcionamento mesmo que o aparelho apresente uma montagem algo deficiente. Assim, escolhemos essa faixa que vai de 550 a 1 500 kHz, muito embora os receptores normalmente recebam freqüências entre 535 ou 540 kHz e 1 650 ou 1 700 kHz.

Com o variável de 175 pF, a que somamos uns 5 pF do trimmer e 10 pF da fiação, totalizando 190 pF, obtemos a ressonância em 540 kHz com 400 μH, aproximadamente. A bobina será constituída por 95 espiras de fio de 0,2 mm, enroladas sobre um tubo de cartolina com diâmetro interno de 1 cm. O núcleo será constituído por um bastão de ferrite para antena com diâmetro de 1 cm. Normalmente tem 12 cm de comprimento.

Tomando-se por base uma largura de faixa de 10 kHz e que a freqüência central será de 1 MHz, o Q do circuito será de 1 000 kHz/ 10 kHz = 100. Já vimos, em artigo anterior, que o Q natural da bobina é muito maior, devendo ocorrer um certo amortecimento. Para tanto, devemos pôr em paralelo uma impedância de 133 kΩ. Ora, não é interessante fazermos a impedância de entrada tão alta assim, pois os métodos para tal reduzem o ganho. Por outro lado, podemos utilizar um enrolamento secundário capaz de casar a impedância de 133 kΩ com qualquer valor de impedância de entrada do amplificador de RF.

Nessa altura, o ponto de operação passará a ser imposto em função do binômio ganho/ ruído. Uma situação ótima é alcançada com I_C = 1 mA. Nessas condições, o hfe do BF494 é de aproximadamente 120, a impedância de saída de 200 kΩ e a de entrada (hie) é igual a 2 500Ω. Para I_C = 1 mA, ZB = 8,3 μA, pelo que os resistores de polarização terão valor muito maior que hie, ficando a impedância de entrada da etapa em 2 500 Ω.

Podemos então calcular o enrolamento casador de impedâncias pela fórmula:

$$\sqrt{\frac{ZP}{ZS}} = \frac{NP}{NS}$$

Substituindo as letras pelos valores, temos:

$$\sqrt{\frac{133\ k}{2{,}5\ k}} = \frac{95}{x}$$

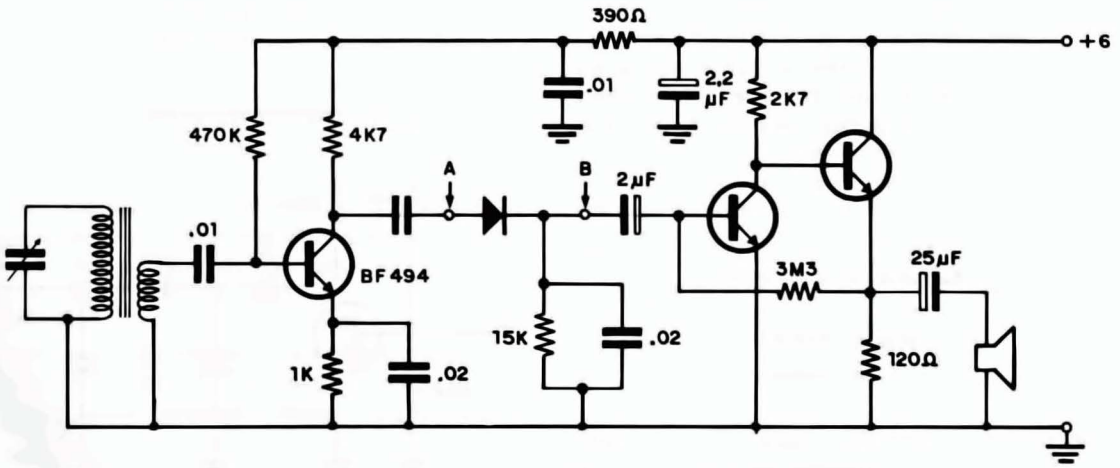


Figura 1
Diagrama esquemático do receptor com demodulador a diodo.

$\sqrt{133/2,5}$ = 7,9, de modo que x = 9,5/7,9 e, portanto, NS = 13. Enrolaremos, então, 13 espiras de fio de 0,2 mm sobre o enrolamento do circuito de sintonia. Quem tiver efetuado a montagem do receptor regenerativo verá que o enrolamento de reação daquele circuito será o de casamento deste outro, ou seja, aproveitar-se-á integralmente aquela bobina.

Definido isso, passamos à polarização do transistor, que será o BF494, o que determinará entre outras coisas o ganho da etapa.

Já vimos que o ideal seria acoplar o amplificador de RF à etapa seguinte por meio de um transformador sintonizado. Na suplência, um circuito LC, onde um choque de RF desempenha as funções do resistor de coletor e o sinal é transferido à etapa seguinte por um capacitor. Em ambos os casos as dificuldades construtivas são suficientes para encorajar um acoplamento RC. Podemos impor a queda de tensão sobre o resistor de coletor como sendo igual à metade da tensão da fonte.

Nesse caso, para V_{CC} = 6 V, a metade de V_{CC} será 3 V e o resistor deverá ser de 3 kΩ. Os valores comerciais mais próximos são 3,3 kΩ e 2,7 kΩ. Usaremos 2,7 kΩ e passaremos à polarização da base.

Se ligássemos o emissor diretamente à massa, RB seria igual a $V_{CC} - V_{BE}/I_B$. Sabemos que V_{CC} é igual a 6 V, V_{BE} = 0,7 V e I_B = 8,3 μA. O único problema consiste na enorme variação do β ou HFE de transistor a transistor, que poderá deslocar consideravelmente o ponto de operação, de modo que para garantir uma maior estabilidade, usaremos um resistor de emissor de 1 kΩ. Nesse caso, à V_{BE} de 0,7 V devemos somar a queda nos extremos de RE. Como $I_E \cong I_C$ e esta tem o valor de 1 mA, a d.d.p. será de 1 V. Nesse caso:

$$R_B = \frac{6 - 1,7\ V}{8,3\ \mu A} = \frac{4,3\ V}{8,3\ \mu A} \Rightarrow$$

$$R_B = 518\ k\Omega$$

que podemos aproximar para 470 kΩ, que é o valor comercial. Importa desacoplarmos R_E para o sinal por meio de um capacitor de "by pass". Um capacitor de 0,02 μF (20 kpF) de cerâmica resolve o caso.

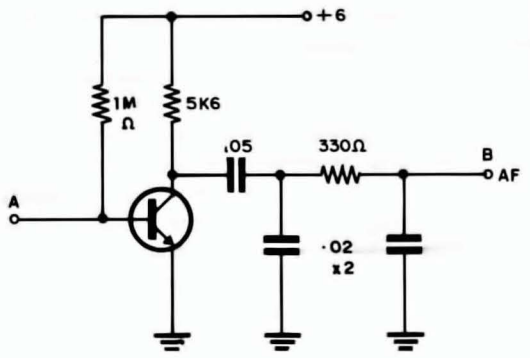


Figura 2
Demodulador por coletor.

O ganho de tensão será aproximadamente igual a 120 . 2 700/2 500, que podemos considerar como sendo de 120.

Agora passamos ao demodulador, onde temos quatro opções interessantes.

A primeira é o demodulador a diodo, igual ao do receptor galena, que comentamos em artigo anterior, com a variante de ser montado como dobrador de tensão.

A segunda é usarmos um transistor de áudio comum. A junção base-emissor atua como diodo e as capacitâncias da fiação e intereletródicas encarregam-se da filtragem. Não costuma ser eficiente.

Um outro circuito emprega um transistor saturado. Nessas condições, os semi-ciclos que polarizam diretamente a junção base-emissor não terão efeito algum, ao passo que os semi-ciclos que reduzem V_{BE} tendem a tirar o transistor de saturação, aumentando V_{CE}.

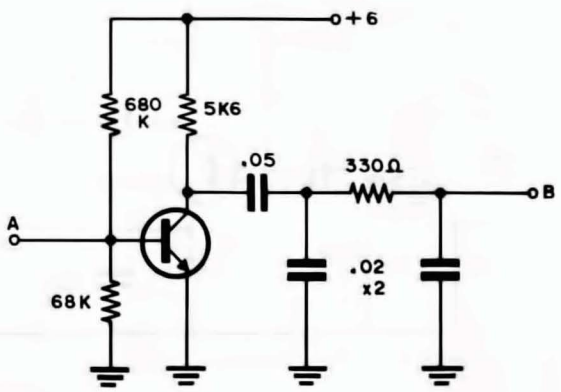


Figura 3
Demodulador por base.

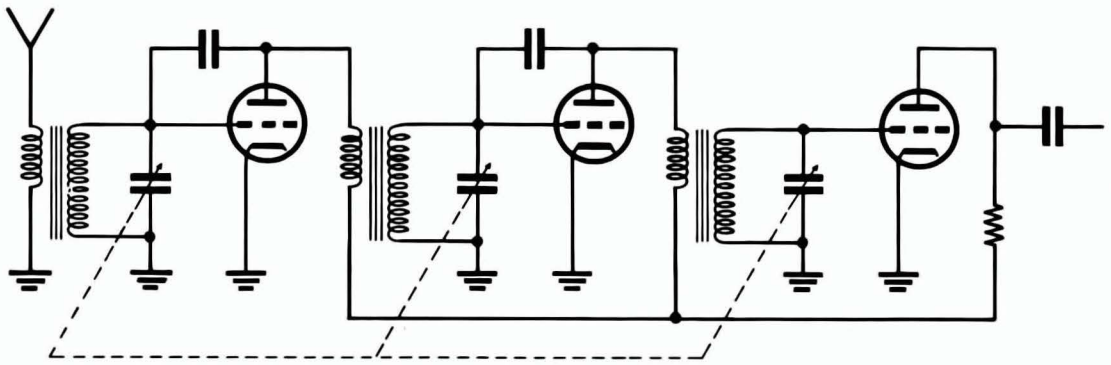


Figura 4
Receptor neutródino clássico, a válvulas.

O último caso consiste em um transistor no corte, ou com uma I_C muito reduzida, de décimos de miliampère. Nessas condições, os semi-ciclos que reduzem V_{CE} anulam totalmente I_B com uma variação praticamente nula de V_{CE}. Os semi-ciclos que polarizam diretamente a junção, ao contrário, são grandemente amplificados.

Se utilizarmos um BC548 para essa função, poderemos usar um resistor de 5,6 kΩ como resistor de coletor. Nesse caso, com 1 mA o transistor satura, exigindo uma I_B de uns 4 μA. Com esses valores, R_B será igual a 6 — 0,7/4μA = 1,325 MΩ, podendo-se usar 1,2 MΩ; todavia, com 1 MΩ asseguramos a saturação.

A impedância de entrada será igual ao hie, ou seja, de uns 5 000 Ω. Com um sinal igual a I_B . Zin, ou seja, 5 kΩ. 0,004 mA = 0,02 V ou 20 mV, conseguiremos anular totalmente a I_B nos semi-ciclos negativos, porém nos semi-ciclos positivos, ainda que I_C seja praticamente duplicada, não haverá alteração no V_{CE}, que se manterá em volta dos 0,4 V.

Para o transistor cortado, podemos adotar um valor de 0,16 mA e o mesmo resistor de 5,6 kΩ. A corrente de base será de 0,8 μA, tornando prudente polarizar a base com um divisor de tensão onde circulará uma corrente de 8 μA. Assim, o resistor entre base e massa será de 0,6 V/8 μA = 75Ω e 5,4 V/0,008 mA = 675 kΩ será o valor do outro. Podemos arredondar esses valores para 68 kΩ e 680 kΩ, respectivamente.

A impedância de entrada será determinada pela associação, em paralelo, dos resistores supra e do hie, de 65 kΩ, ficando em 34 kΩ. Nessas condições, um sinal de 8 μA . 34 kΩ = 28 mV irá anular totalmente I_B no semi-ciclo negativo, e no semi-ciclo positivo duplicará o valor de I_B. Considerando-se o hfe como de 200, teremos uma variação de I_C de 200 . 0,8 = 160 μA. Sendo o resistor de 5,6 kΩ, teremos: 0,16 . 5,6 = 0,86 V.

À saída de qualquer um desses circuitos instalamos um filtro passa-baixas e daí à etapa de áudio. É importante usar um filtro passa-baixas na linha de +B, entre a alimentação dos estágios de RF e AF, para evitar oscilações.

Em montagem experimental, verificamos que o demodulador a transistor saturado é um pouco mais eficiente que o demodulador por base ("cortado"). Esse receptor é bem menos sensível que o regenerativo, muito embora seu manejo muito simples lhe tivesse conferido grande popularidade. Ainda hoje são publicados circuitos desse tipo, especialmente para estudantes.

Na figura 1 temos o diagrama esquemático completo com demodulador a diodo, enquanto que nas figuras 2 e 3 temos os diagramas parciais dos demoduladores por base e por coletor. O leitor poderá experimentar as três variantes e, o mais produtivo, efetuar os cálculos para outros tipos de transistores, outros valores de V_{CC}, etc.

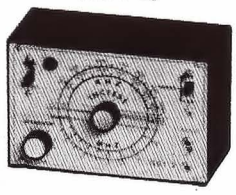
Na figura 4 temos o diagrama básico do receptor neutródino a válvula.

No próximo artigo abordaremos os receptores reflexivos, encerrando os receptores de amplificação direta, após os quais poderemos estudar o super heteródino.

Ω

PRODUTOS INCTEST

GERADOR DE SINAIS GST-2



Serve para calibrar rádios e como injetor de sinais. Alimentação: 4 pilhas pequenas. Consumo: 3 mA. Dimensões: 15 x 10 x 8 cm. Acompanha manual de instruções.

Cr$ 29.700,00 **Frete: Cr$ 1.075,00**

PROVADOR DE DIODOS E TRANSISTORES PDT-2



Pode ser usado também como injetor de sinais. Alimentação: 2 x 1,5 V. Peso: 700 g. Dimensões: 15 x 10 x 8 cm.

Cr$ 20.700,00 **Frete: Cr$ 985,00**

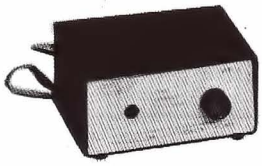
OSCILADOR TELEGRÁFICO OT-1



Com CI NE555. Ideal para treino do Código Morse. Possui batedor incluso (manipulador). Controles: volume e tonalidade. Saída para gravador. Alimentação: 4 pilhas pequenas.

Cr$ 17.000,00 **Frete: Cr$ 945,00**

PROVADOR DE FLYBACK E YOKE PF-1



Acaba com a indecisão quanto à substituição de um transformador de saída horizontal (fly-back) ou bobinas defletoras (yoke). Alimentação: 4 pilhas pequenas. Peso: 300 g. Dimensões: 10 x 12 x x 7 cm.

Cr$ 18.975,00 **Frete: Cr$ 965,00**

MEDIDOR DE ONDAS ESTACIONÁRIAS SWR-1



O mais útil instrumento para verificar as condições de irradiação da antena do seu equipamento. Faixa de operação: de 3 a 30 MHz. Potência admissível: até 1 kW.

Cr$ 24.700,00 **Frete: Cr$ 1.025,00**

PROVADOR DE DIODOS E TRANSISTORES TC-001



Identifica o tipo do transistor, NPN ou PNP. Verifica se o transistor ou o diodo está interrompido ou em curto.

Cr$ 13.800,00 **Frete: Cr$ 915,00**

PRODUTOS DIALKIT

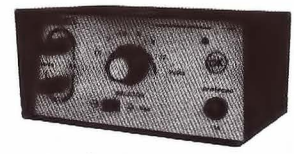


FONTE ESTABILIZADORA DE TENSÃO F-5000

Tensão variável: 10 a 15 V c/ destaque em 13,5 V. Corrente de trab.: 5 A. Corrente máx.: 6 A. Ondulação inferior a 10 mV em 1,5 V. Retificação em ponte e circuito protetor de curto. Variável e regulada.

Kit: Cr$ 32.200,00 **Frete: Cr$ 1.350,00**

Montada: Cr$ 36.500,00 **Frete: Cr$ 1.390,00**



FONTE DE TENSÃO ESTABILIZADA F-1000

Tensão fixa: 1,5-3-4,5-6-9-12 V. Corrente de trabalho: 1 A. Corrente máxima: 1,4 A. Estabilidade: melhor que 2%. Ondulação: Inferior a 15 mV. Retificação em ponte.

Kit: Cr$ 21.000,00 **Frete: Cr$ 1.085,00**

Montada: Cr$ 23.100,00 **Frete: Cr$ 1.115,00**

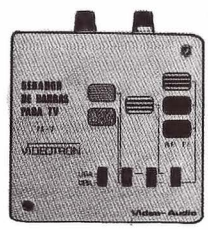
PRODUTOS VIDEOTRON

GERADOR DE ÁUDIO GA-7



Freqüência de trabalho: 20 Hz a 100 000 Hz. Escalas: 20-200 Hz, 200-2000 Hz, 2000-20000 Hz, 20000-100000 Hz. Formas de onda: senoidal, triangular, quadrada. Dimensões: 250 x 200 x 75 mm.

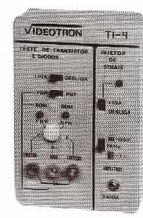
Cr$ 26.000,00 **Frete: Cr$ 1.040,00**



GERADOR DE BARRAS E INJETOR DE SINAIS DE VÍDEO E ÁUDIO TS-7

Para teste, ajuste e rápida localização de defeitos em seletores de canais, FI de vídeo, FI de áudio, amplif. de vídeo (P&B), amplif. de vídeo RGB, amplif. de áudio, ajuste de pureza e nível de branco, ajuste de convergência, foco, linearidade, etc.

Cr$ 11.800,00 **Frete: Cr$ 800,00**



TESTE DE TRANSISTORES E DIODOS/ /INJETOR DE SINAIS TI-4

Testa transistores e diodos, dentro ou fora do circuito. Identifica anodo ou catodo de diodos de silício ou germânio. O injetor localiza com precisão os defeitos nos aparelhos de áudio.

Cr$ 18.200,00 **Frete: Cr$ 870,00**

PREÇOS VÁLIDOS À LIMITAÇÃO DO ESTOQUE

RADIOTÉCNICA

01208 - RUA DOS TIMBIRAS, 263 - 01051

Pedidos através de cheque visado pagável em S. Paulo ou vale postal. Utilize

TRANSFORMADORES

A. FANZERES

Um dos componentes mais usados em eletrônica, rádio, TV, HI-FI e afins é sem dúvida o transformador. Desde o início da rádio-eletricidade, como era antigamente denominada a aplicação dos fenômenos eletro-magnéticos das ondas hertzianas, o transformador estava presente. Quando só se usavam pilhas e baterias, era o transformador utilizado nos estágios de áudio, como elemento de interconexão ou saída. Depois surgiram os "eliminadores" de baterias, que nada mais eram que fontes retificadoras da corrente alternada da rede, com divisores resistivos e fornecendo a tensão de corrente contínua necessária para acender os filamentos (A), alimentar as placas (B) e polarizar as grades (C).

O transformador teve sua presença consolidada e até hoje continua em uso, sem um substituto mais barato e simples. Isto, naturalmente, dizemos na parte que se refere a transformar a tensão CA da rede, quase sempre de 110 ou 220 volts, nas tensões necessárias aos circuitos eletrônicos.

Notem os leitores que estamos nos referindo aos transformadores de baixa freqüência, mais especificamente de freqüência industrial (50-60 Hz), pois se formos abordar o campo das freqüências altas, então teremos as "bobinas", que com seus enrolamentos primário-secundário, nada mais são do que transformadores (bobinas de RF, de FI, etc.). Porém, em nosso artigo desejamos fixar-nos no transformador de "alimentação", ou de "força".

Seja em circuitos valvulares ou de semicondutores, as tensões normalmente usadas não são exatamente aquelas fornecidas pela rede elétrica local (110 ou 220 V). Os circuitos eletrônicos que utilizam válvulas não raro precisam de 150, 250, 350, 700, 1 000 volts ou mais para os anodos e grades auxiliares. Os circuitos e semicondutores precisam de tensões que vão desde frações de volt até 70 ou mais volts.

Para tornar possível a um circuito ser alimentado desde a rede elétrica local é necessário, portanto, que um processo exista para reduzir ou elevar os 110 ou 220 volts da mesma. Esta operação é efetuada através do transformador, como solução elegante. Para reduzir a tensão poderia ser usado um resistor em série com a carga, mas é solução cara pelo desperdício de energia e excesso de calor.

Assim, o transformador foi, e será por muito tempo, a solução simples, correta e eficaz para elevar ou reduzir a tensão alternada de um valor para outro(s).

O transformador é um componente relativamente simples no seu aspecto de execução prática, e execução prática temos certeza que é o desejo de nossos leitores.

Os cálculos que apresentaremos serão o mínimo necessário: Os dados práticos apresentados permitirão a construção de transformadores, seja em caráter artesanal, média produção ou produção em série.

'A quantidade de organizações ou empresas que se dedicam ao enrolamento de transformadores, em escala de pequena e média indústria, não é tão grande que desencoraje ao leitor que queira tentar este campo de trabalho. Neste imenso Brasil, que cada vez mais se eletrifica, existem milhares e milhares de transformadores que precisam ser enrolados e o leitor bem fará, preparando-se para ingressar nesta atividade, que é tranqüilamente lucrativa.

Neste artigo procuraremos dar todas as "dicas" para desvendar os "mistérios" e habilitar o leitor a poder enrolar os transformadores que desejar.

Vamos agora ao princípio básico do transformador. Em todo o transformador há um enrolamento, de fio condutor, que se denomina primário. Além deste enrolamento primário o transformador deverá possuir outros enrolamentos, denominados de secundários, onde serão obtidas as tensões necessárias para o circuito onde irá ser aplicado.

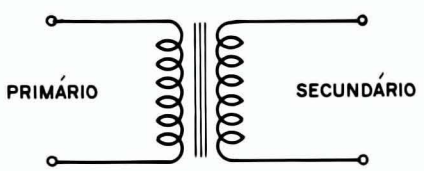
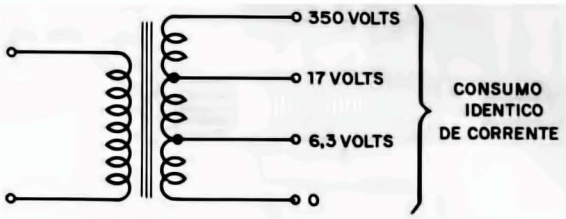


Figura 1

Figura 2



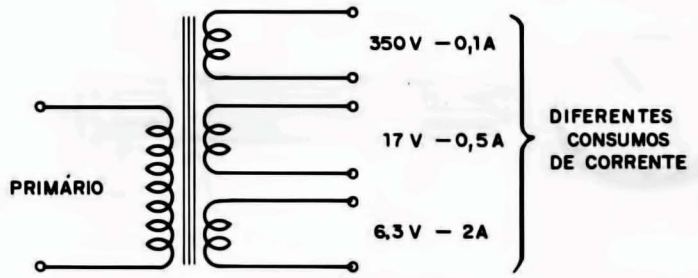


Figura 3

Assim, se tivermos um circuito que necessite de 350 volts, 6,3 volts e 17 volts, teremos que ter um ou mais secundários, que forneçam estas tensões. Dizemos um ou mais secundários porque, se a corrente que vai ser drenada ou exigida destes valores de tensão for idêntica, poder-se-á usar um só enrolamento (em certos casos não é possível, por questão de interação de circuitos) secundário, com derivações em 6,3 e 17 volts.

Na figura 1 vemos a representação simbólica de um transformador e na figura 2 temos o secundário com as derivações acima citadas.

Porém, na prática, dificilmente isto sucede. Os enrolamentos que fornecem tensões mais baixas geralmente têm que suportar uma drenagem de corrente mais intensa e os enrolamentos de tensão mais elevada são para circuitos que demandam correntes menos intensas.

Assim, voltando ao exemplo anterior, suponhamos que se necessita de um transformador que forneça as seguintes tensões no secundário: 350, 17 e 6,3 V, porém com demandas de corrente de 0,100 A, 0,500 A e 2 A, respectivamente (fig. 3). Neste caso, será mais prático fazer três enrolamentos, separados, do que ter um só, com uma secção de fio que possa suportar 2 A (maior consumo) para todo o enrolamento, inclusive o de 350 volts, que só terá que suportar uma corrente de 0,100 A; ou então ter um só secundário, com mudança do calibre do fio, para cada derivação. Muito mais prático e seguro é ter três secundários separados, como se pode apreciar na figura 3.

Os leitores devem ter notado que nos três desenhos o símbolo de transformador indica, pelas linhas verticais paralelas, a existência de núcleo. O núcleo, que é uma liga especial de ferro com silício, serve para aumentar o campo magnético que se cria, quando no primário do transformador circula uma corrente alternada.

Para fixar melhor a explicação vamos sugerir uma experiência simples. Toma-se um tubo de papelão ou qualquer material isolante e enrola-se uma certa quantidade de fio fino, por exemplo 500 espiras de fio 28 a 32, esmaltado (fig. 4). Dentro do tubo coloca-se a maior quantidade possível de pregos (fig. 5). Coloca-se o conjunto próximo a uma bússola (fig. 6). Se fizermos passar uma corrente alternada no enrolamento da bobina (de preferência uma tensão baixa, conseguida através de um transformador redutor ou uma lâmpada em série — figs. 7-a e 7-b), observaremos que a agulha da bússola sofre um desvio. Afastando a bússola para a maior distância possível em que o efeito eletro-magnético se faz sentir, remove-se 50% da quantidade de pregos que estavam atuando como núcleo. O efeito eletro-magnético decresce de tal ordem que se faz necessário aproximar a bússola para que novamente o efeito seja observado.



Figura 4

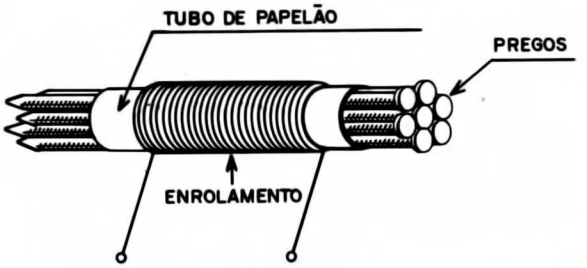
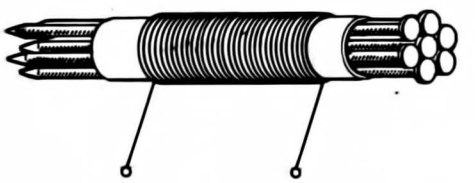


Figura 5

Figura 6



BÚSSULA



Daí se deduz que o núcleo aumenta o efeito eletro-magnético que ocorre em qualquer enrolamento percorrido por uma corrente alternada.

Naturalmente o leitor aceitará o que dizemos como válido, pois a demonstração matemática é longa e complicada, e não vai alterar em nada a observação que fez com os núcleos constituídos de pregos ou arames de ferro. Se na experiência que indicamos o leitor deixou passar muito tempo, deverá ter notado que o "núcleo" esquentou. Isto se deve ao fato do núcleo não ser de qualidade adequada. O núcleo dos transformadores deve ser constituído, como já dissemos, de uma liga de ferro e silício, e ter dimensões (área) adequada para

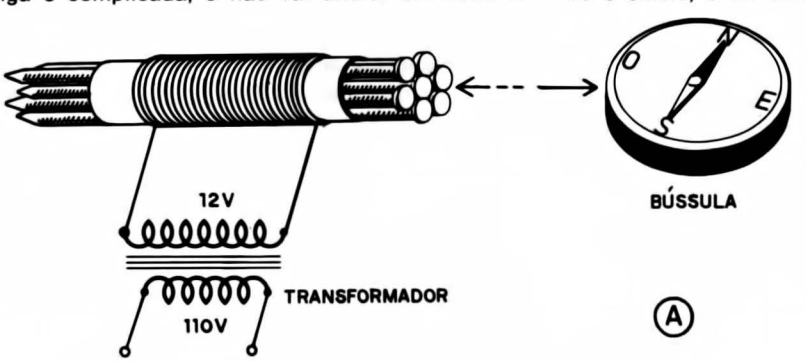
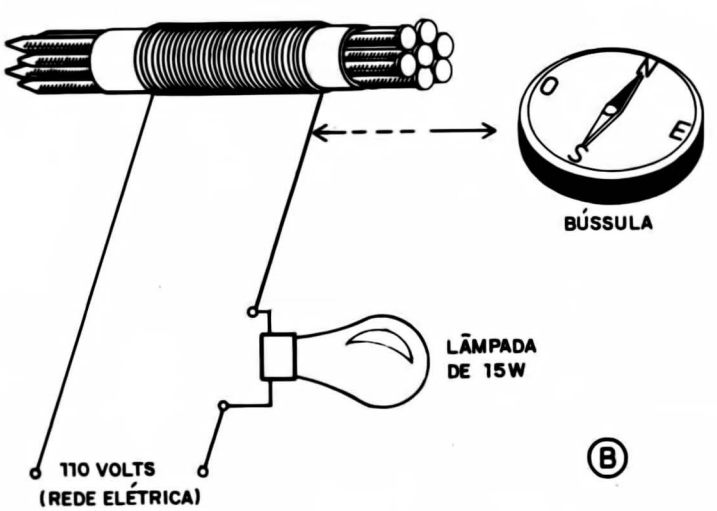


Figura 7



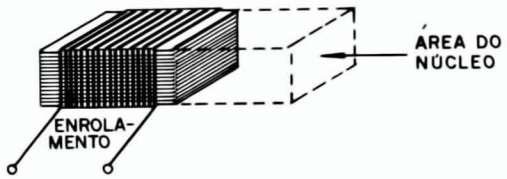


Figura 8

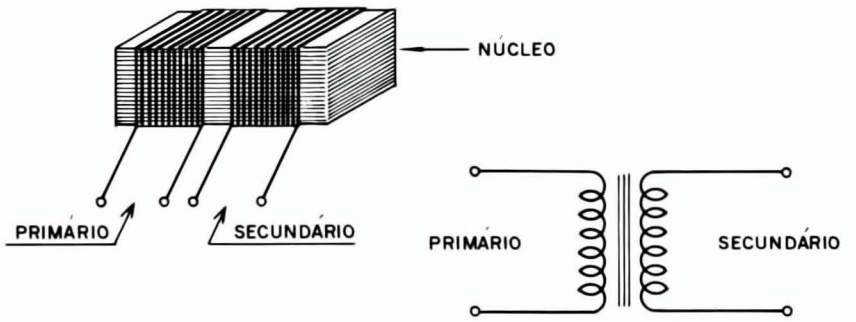


Figura 9

a energia que vai circular no primário e será transferida ao(s) secundário(s) (fig. 8).

No enrolamento primário do transformador circula a energia elétrica da rede, que será transferida para os enrolamentos secundários através do fluxo magnético criado pelo primário e reforçado pela presença do núcleo.

Se possuirmos um enrolamento primário com 110 espiras e aplicarmos uma tensão de 110 volts alternados ao mesmo, surgirá um campo magnético que abrangerá o núcleo, criando "linhas de força". Se agora, sobre este mesmo núcleo, à semelhança do primário, colocarmos um enrolamento secundário (fig. 9), neste criar-se-á uma tensão, induzida pelo fluxo magnético. Assim, sem que haja uma ligação sólida entre enrolamento primário e enrolamento secundário, é possível criar neste último uma tensão maior ou menor do que a existente no enrolamento primário. Esta tensão, maior ou menor, vai depender exclusivamente da quantidade de espiras que existam no secundário.

Se, no nosso exemplo, o primário tem 110 espiras e recebe uma tensão da rede de 110 volts, e se o secundário tem 220 espiras, a tensão no enrolamento secundário será de 220 volts. Se, pelo contrário, o secundário só possuir 10 espiras, a tensão será de 10 volts. Para tornar mais exato o que dissemos, vamos lidar um pouco com números.

Se dividimos o número de espiras do primário pela tensão aplicada ao mesmo, temos o que se denomina de relação "volts por espira". No nosso exemplo o primário tinha 110 espiras e recebia uma tensão de 110 volts; logo, 110 : 110 = 1. A relação volts por espira era de 1. Para obter qualquer tensão no secundário bastará colocar tantas espiras quanto fosse a relação de volts por espira. Bastante simples, não é?

Aqui vai uma "dica": a relação de 1 volt por espira é apenas um exemplo; na prática, relações adequadas situam-se entre 4 e 6 espiras por volt. dependendo da qualidade e dimensões do núcleo; isto pode ser colocado em simples frases matemáticas:

$$Ep = \frac{Es\,Vp}{Vs}$$

$$Es = \frac{Vs\,Ep}{Vp}$$

$$Vp = \frac{Vs\,Ep}{Es}$$

$$Vs = \frac{Es\,Vp}{Ep}$$

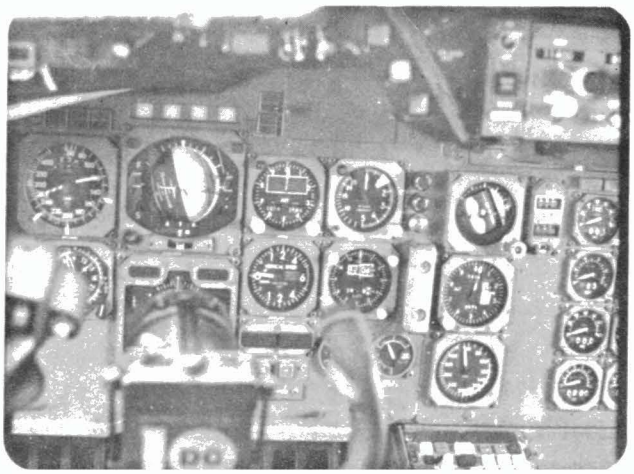
onde: Ep = quantidade de espiras do primário
Es = quantidade de espiras do secundário
Vp = tensão aplicada ao primário
Vs = tensão obtida no secundário

Na prática as coisas são ligeiramente diferentes, mas que isto não traga aos leitores a idéia de que a "teoria, na prática, é diferente". Sucede que no secundário, que irá alimentar os circuitos, haverá consumo de corrente que, atuando dentro do que estabelece a Lei de Ohm, fará com que haja um decréscimo da tensão obtida no secundário, sem consumo ou carga. Esta queda é pequena nos transformadores bem projetados, não devendo ultrapassar 10%.

(Cont. no próx. número)

AVIÔNICA

ENERGIA ELÉTRICA NAS AERONAVES



José Arnaldo Benicio*

CONCLUSÃO

Se houver falha de alimentação na barra do gerador nº 1 ou nº 2, a barra de transferência nº 1 ou nº 2 será alimentada pela barra do outro gerador. Isto é conseguido porque o relé de transferência irá para outra posição com corrente na bobina "alternada".

Nas figuras 38 e 39 temos os circuitos que são comandados através do painel de controle.

CIRCUITOS DE PROTEÇÃO
(Bibliografia: Manual de Instrução — VARIG — Manutenção/Telecom.)

Uma das funções do GCU é proteger o sistema elétrico quando houver condições anormais. As proteções fornecidas pelo GCU serão relacionadas a seguir, acompanhadas dos circuitos das figuras 40 e 41, que ilustram de um modo geral.

OV ("Over Voltage")

A proteção contra sobretensão é conseguida pelo fornecimento de um sinal para abrir (trip) o GCR quando a média das tensões das três fases exceder 127 e 133 V entre a linha e o neutro.

UV ("Under Voltage")

O dispositivo de baixa tensão aplica um sinal de desarme (trip) do GCR depois de um retardo de 5 a 9 segundos, quando a tensão cair abaixo de 97 a 103 V entre a linha e o neutro.

DP ("Differential Protection")

O sistema de proteção diferencial protege o gerador, a barra do gerador e os cabos de interligação do sistema contra curto-circuitos. O sistema é regulado para abrir o GCR quando houver uma diferença de corrente igual ou superior a 20 A entre os dois pontos dos transformadores de proteção.

OC ("Over Current")

Quando houver uma alta corrente o GCR é aberto. O circuito também inibe o sistema de proteção contra baixa freqüência (UF) e baixa tensão (UV).

OF e UF

Os circuitos de proteção de alta e de baixa freqüência (OF e UF) estão ajustados para operar acima de 425 a

* Instrutor da Escola SENAI
Reserva da FAB

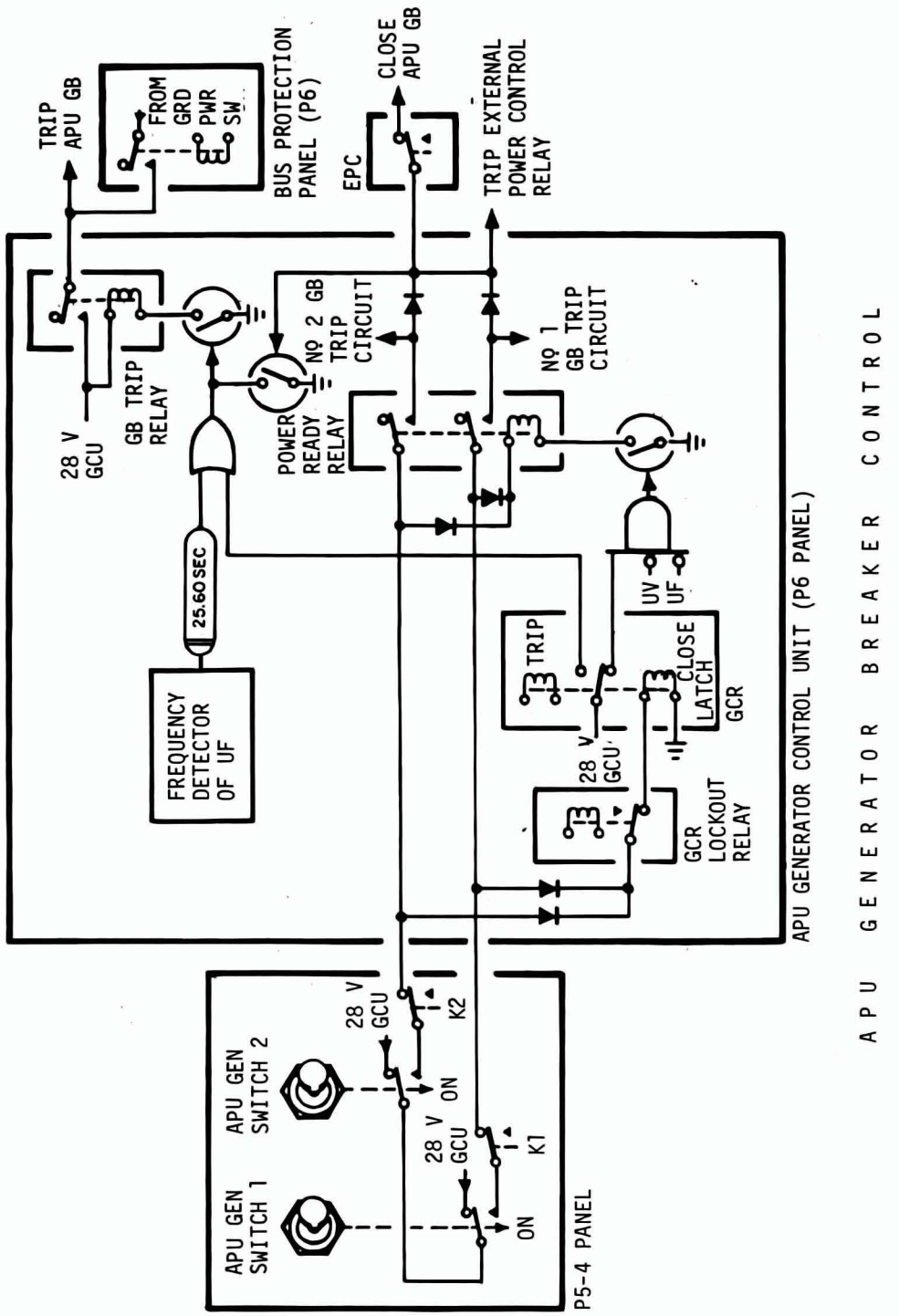


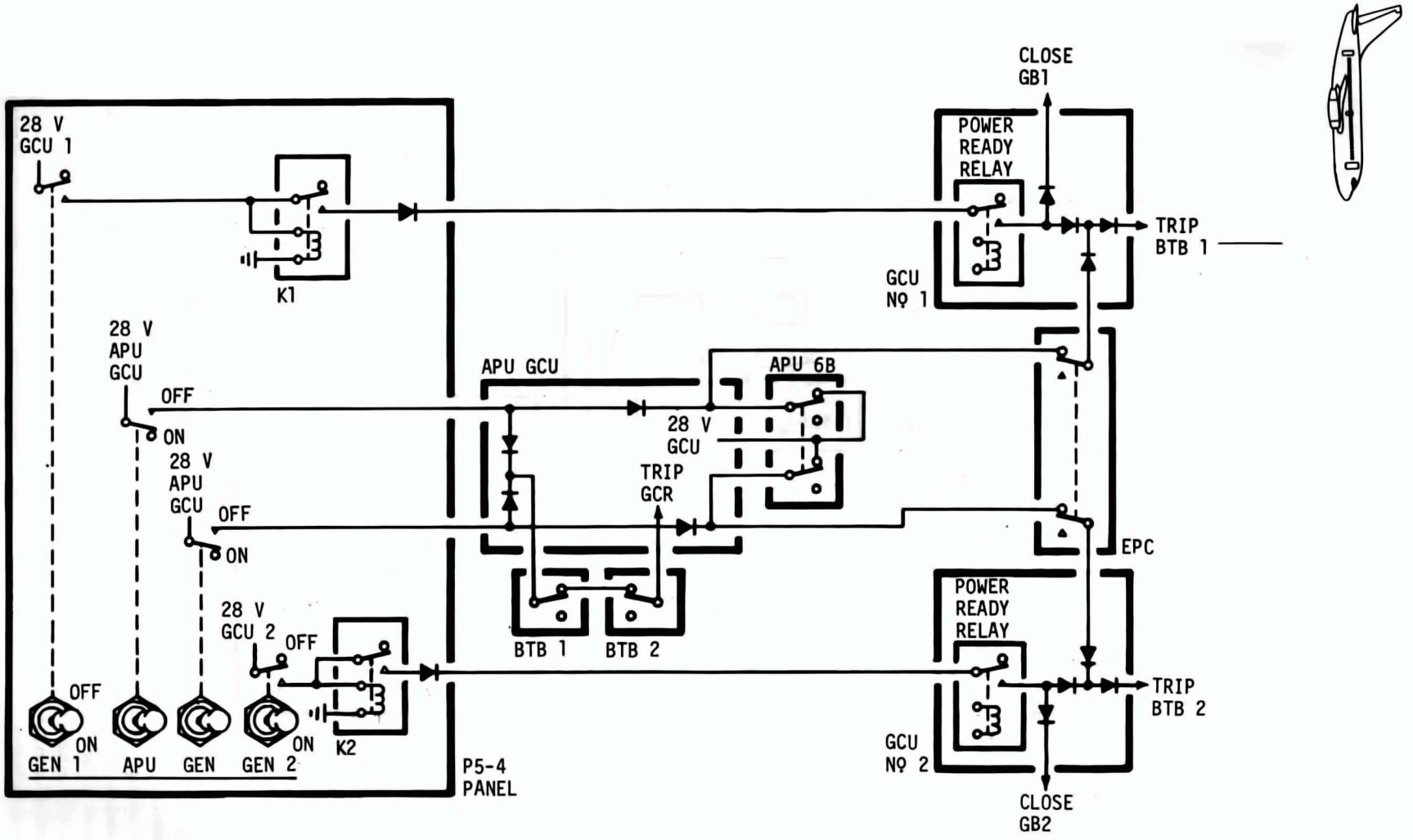
Figura 38

435 Hz e abaixo de 360 a 370 Hz, respectivamente, para abrir o GB depois de um retardo de 0,25 a 0,60 segundos, que evita a operação do sistema se os valores acima forem ultrapassados devido a oscilações provenientes do CSD. O circuito também inibe o sistema de proteção de baixa tensão (UV) durante a parada normal do motor. A função do circuito é evitar a utilização de energia com a frequência fora dos limites.

ENERGIA EXTERNA CA

O avião pode receber uma alimentação externa para alimentar as barras dos geradores quando os geradores do motor e do APU estiverem inativos.

Há uma chave ("GRD Service" — veja a fig. 42) que energiza uma barra de serviço que alimenta os circuitos



B U S T I E B R E A K E R C O N T R O L (T R I P)

Figura 39

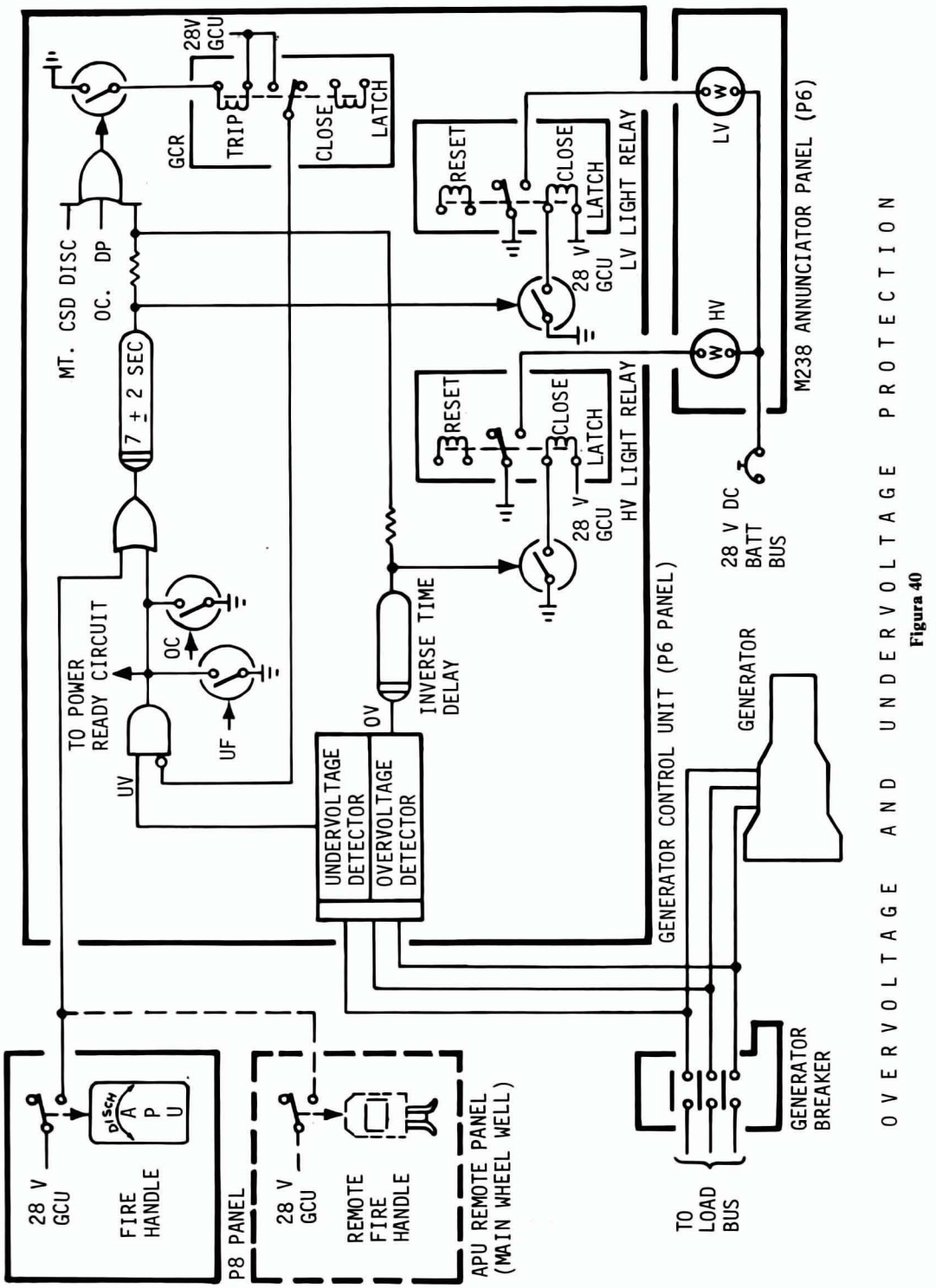


Figura 40

necessários aos serviços no solo. A chave está localizada no painel frontal "overhead". Esta chave não permanece em "ON" se o relé de energia externa (EPC) estiver energizado, ou se não houver energia externa conectada.

Há um transformador dentro do painel de proteção da barra (EPP) que transforma a corrente de 115 V CA em 28 V CC. Na figura 43 pode-se identificar facilmente o transformador trifásico. O SW de energia externa ("GRD Power"), localizado no painel "overhead" frontal, é usado para fechar ou abrir o relé de força externa (EPC).

O painel de proteção da barra (BPP — "Bus Protection Panel") tem por função proteger os circuitos do

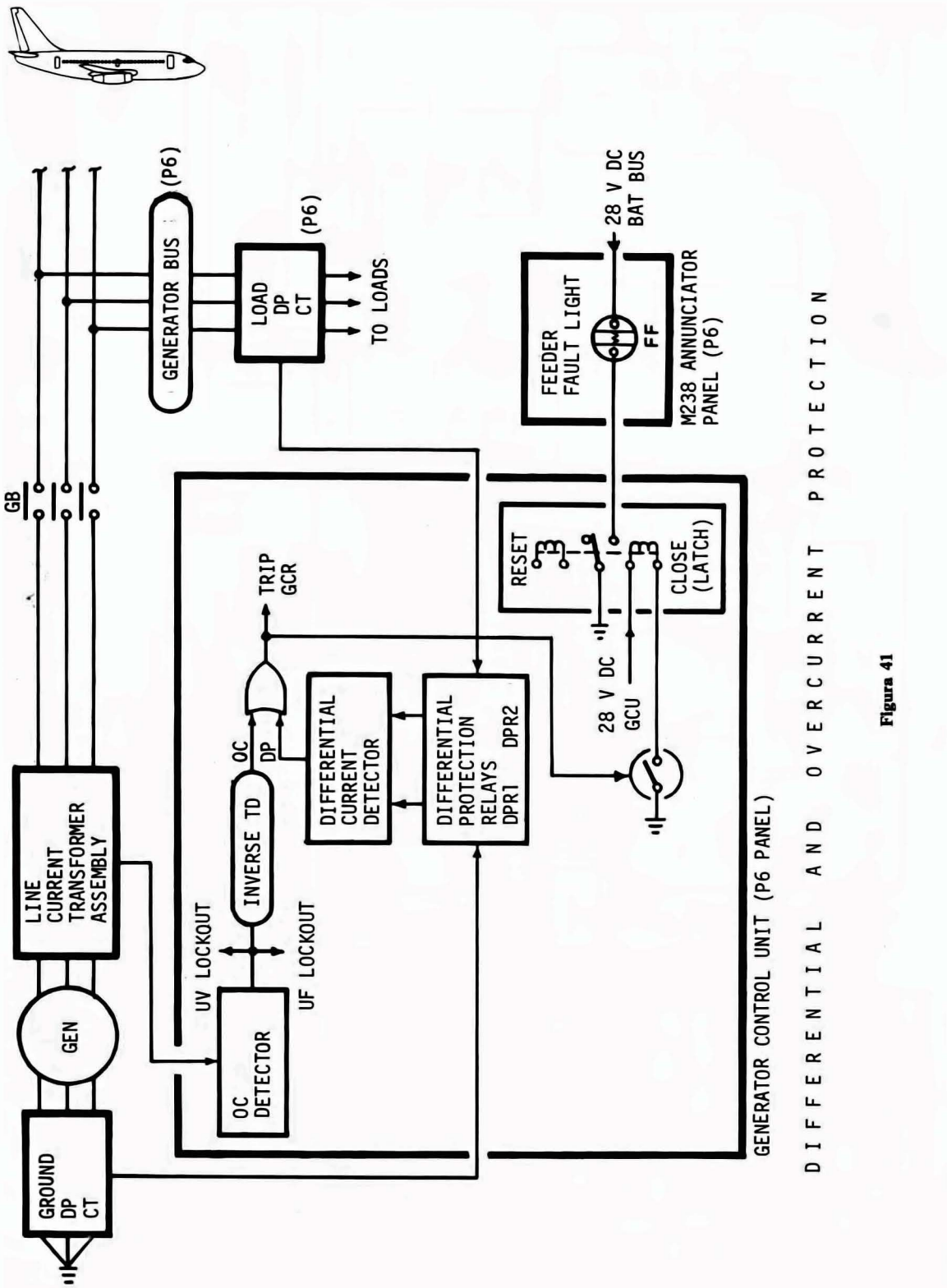


Figura 41

avião e os equipamentos contra as condições anormais do sistema de energia externa, que são as seguintes: sobretensão, subtensão e seqüência negativa.

Uma sobretensão de 130 ± 3 V entre a linha e o neutro envia um sinal para abrir o EPC. Uma subtensão abaixo de 100 ± 3 V entre a linha e o neutro desarma

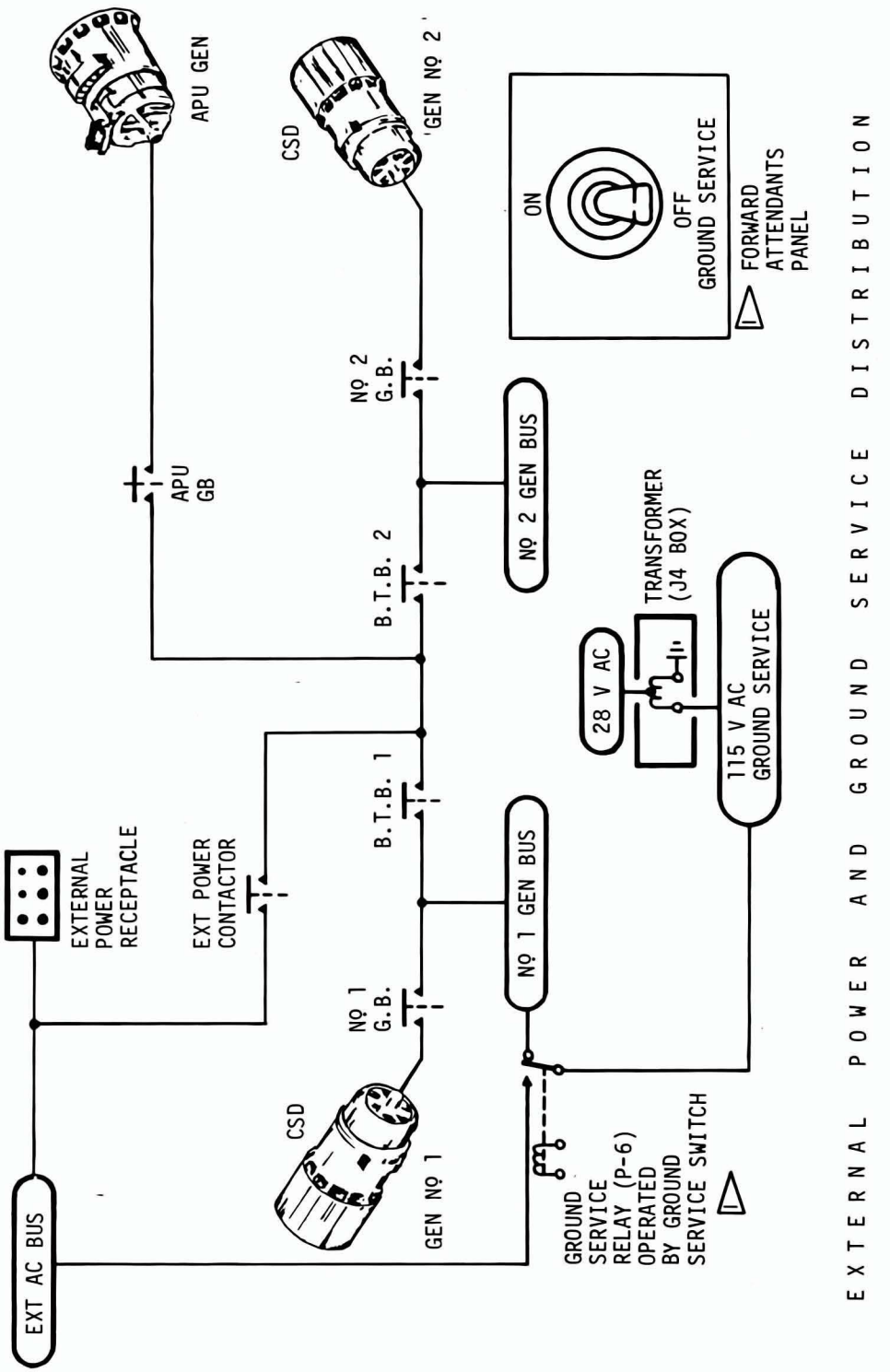


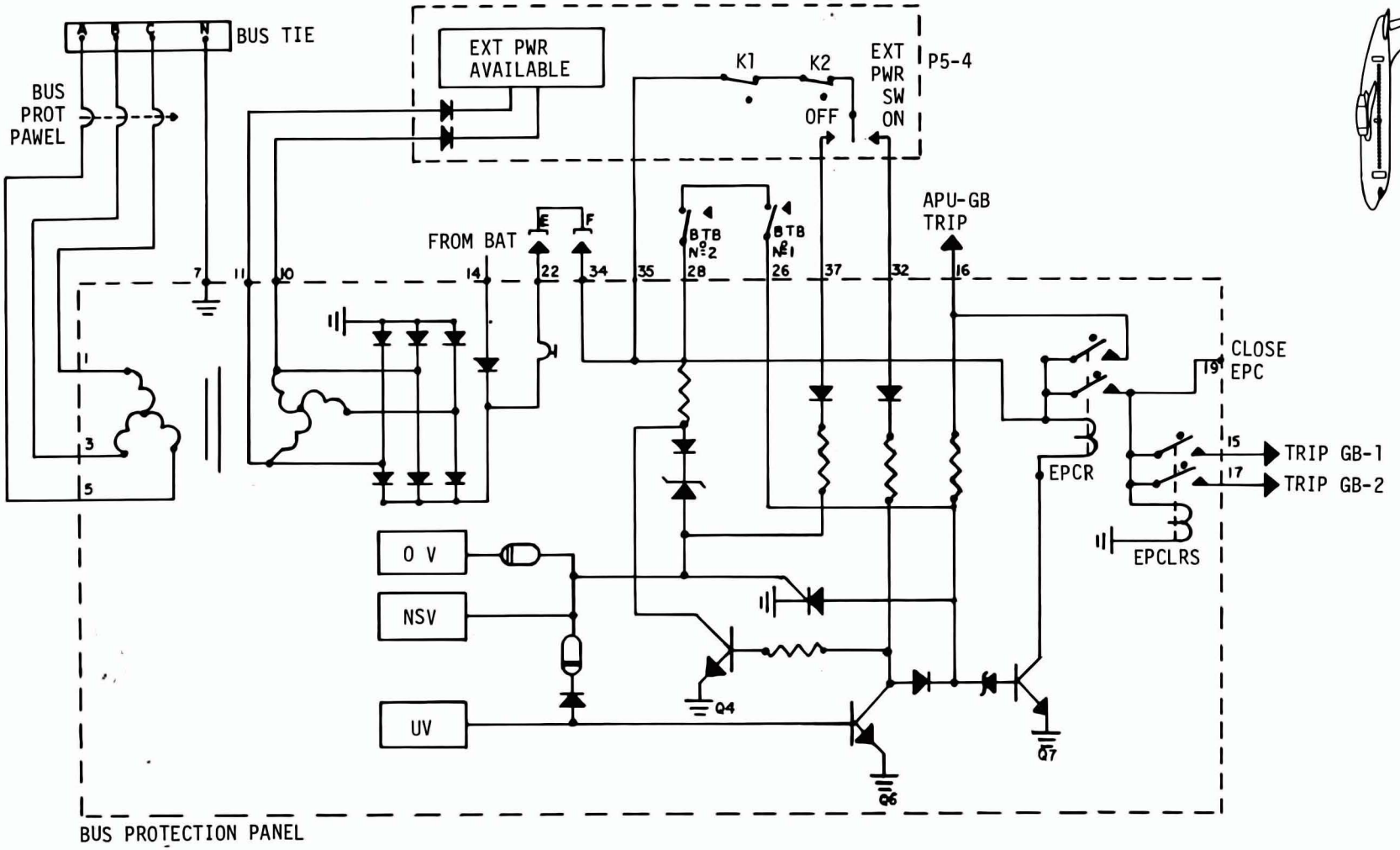
Figura 42

o EPC depois de um retardo de 7 $\pm$ 2 segundos. Uma seqüência negativa de tensão nas fases desarma o EPC instantaneamente.

A energia para operação da "PWR" externa vem de um transformador que fica dentro do BPP (painel de proteção da barra) ou da bateria, se sua chave estiver ligada.

Funcionamento

Quando a tomada de energia externa é inserida no receptáculo, acende-se a luz indicadora de energia ex-



EXT. PWR CONTROL

Figura 43

terna disponível ("GRD Power Available"), localizada junto à chave de energia externa no painel "overhead" frontal. A luz indicadora de energia externa conectada, localizada junto à tomada de energia externa, acende-se também. Há uma ligação no receptáculo de energia externa entre os pinos E e F que, quando a tomada é inserida, fornece corrente contínua para todos os dispositivos de controle. A luz indicadora de energia não em uso ("not in use"), localizada junto ao receptáculo, deverá acender.

Quando a chave de energia externa é comandada para a posição "ON" e a energia externa estiver em condições de ser usada, dois relés (EPCR e "EPCR slave") dentro do BPP serão energizados. Os GB-1 e GB-2 dos motores ou o GB do APU serão abertos e o EPC fechará. Os BTB-1 e BTB-2 fecharão para que a energia externa alimente as barras dos geradores. A luz "not in use" apagar-se-á, indicando que a energia externa está sendo usada.

Se os motores estiverem funcionando e a chave do gerador nº 1 for colocada em "ON", o BTB-1 será aberto e o GB-1 fechado. Quando a chave do gerador nº 2 for colocada em "ON", o BTB-2 será aberto e o GB-2 fechado. Com os BTB-1 e BTB-2 abertos, o EPC abrirá.

Se o APU estiver funcionando e uma de suas chaves for colocada em "ON", o EPC e os dois BTBs abrirão. O GB do APU e um dos BTBs fecharão. Quando a outra chave do APU for colocada em "ON", o outro BTB fechará. Nestas condições as barras dos geradores ficam alimentadas pelo APU.

Se o EPC estiver aberto e o "Switch GRD Service" no painel frontal dos comissários for colocado em "ON", o relé R6 fechará e a energia externa alimentará a barra de serviço. A luz "not in use" também se apaga. Essa luz também se apaga quando o painel de abastecimento estiver aberto (relé R11 energizado).

MEDIÇÃO CA E CC

Veremos agora um pequeno complemento do assunto de energia elétrica nas aeronaves.

Medição de corrente CA

No painel "overhead" frontal há um freqüencímetro, um voltímetro CA e uma chave seletora para se ler a tensão e a freqüência de corrente alternada. A chave seletora possui as seguintes posições:

1º) "STBY PWR" — Permite ler-se a tensão e a freqüência da barra "Standby AC".

2º) "GND PWR" — Permite ler-se a tensão e a freqüência da energia externa.

3º) "GEN 1, APU GEN, GEN 2" — Permite ler-se a tensão e a freqüência do respectivo gerador.

4º) "TEST" — Fornece uma ligação CA do módulo M400 para testar o sistema. Isso possibilita testes funcionais do sistema usando os indicadores CA do painel P5.

Abaixo da chave seletora há uma chave do tipo de botão que serve para se ler a tensão residual do gerador selecionado quando os motores estiverem funcionando e com o GCR aberto. Este botão não deve ser calcado quando o voltímetro CA estiver indicando tensão normal.

O voltímetro CA possui duas escalas: uma, de 100 a 130 V para se ler a tensão normal; outra, de 0 a 30 V para se ler a tensão residual.

Medição de corrente CC

No painel "overhead" frontal (P5) há um voltímetro, um amperímetro e uma chave seletora para se ler tensão e corrente em CC. A chave seletora possui as seguintes posições:

1º) "STDBY PWR" — Permite ler-se a tensão da barra "Standby DC".

2º) "BAT BUS" — Indica a tensão da barra da bateria.

3º) "BAT" — Indica a tensão da barra ligada diretamente à bateria ("Hot Bat Bus") e a corrente de carga ou descarga da bateria.

4º) "TR-1" — Indica a tensão da barra CC nº 1 e a corrente do TR-1.

5º) "TR-2" — Indica a tensão da barra CC nº 2 e a corrente do TR-2.

6º) "TR-3" — Indica a d.d.p. e a corrente do TR-3.

7º) "TEST" — Fornece uma ligação CC do módulo M400 para testar o sistema. Isso possibilita testes funcionais do sistema usando os indicadores CC do painel P5.

MÓDULOS DE TESTE M238 E M400

Vejamos agora detalhes sobre esses dois módulos.

Módulo de teste M238 (fig. 44)

O módulo M238 está localizado numa cavidade atrás e ao lado do painel P6, à direita do acesso à cabine de comando. Sua função consiste na indicação de alimentação das barras CC e CA e dos motivos de abertura do GCR.

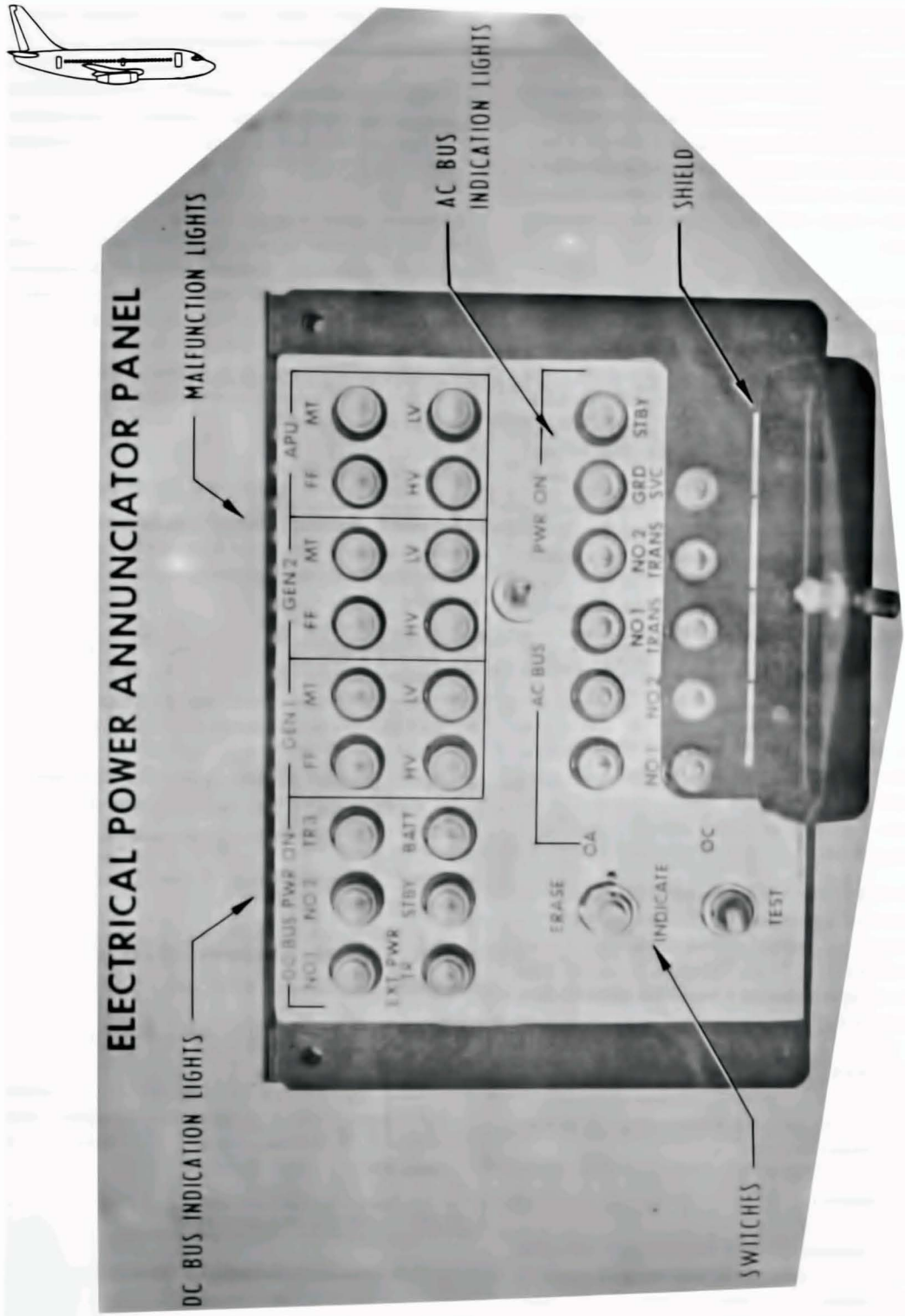


Figura 44

O painel divide-se em três partes: indicações de barras CA (néon), indicações de barras CC e indicações de abertura dos GCRs.

Luzes das barras CA

O conjunto de lâmpadas néon na parte inferior do módulo estará aceso se as respectivas barras estiverem alimentadas. As lâmpadas são cobertas por uma tampa móvel a fim de não distrair a tripulação.

Cada lâmpada é conectada, através de C/B localizado no painel P6-4, diretamente à sua barra e a uma massa comum.

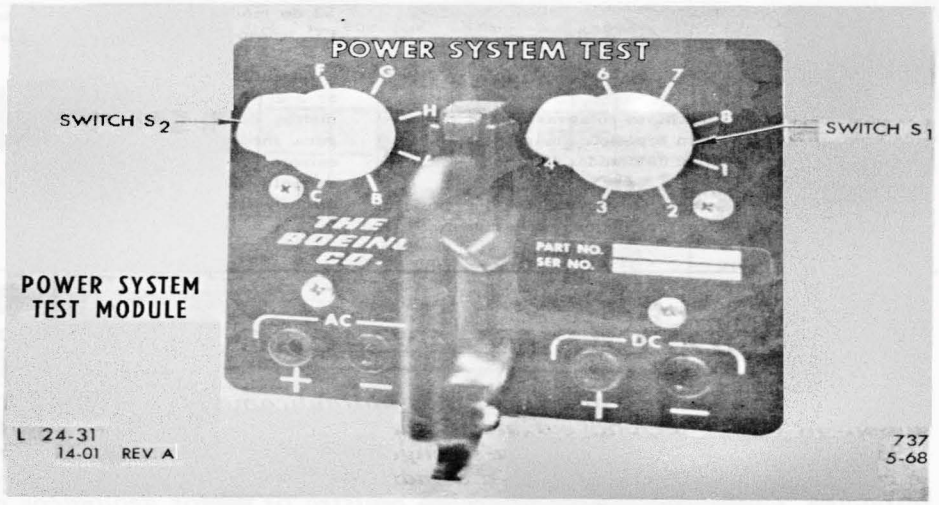


Figura 45

Luzes das barras CC

Há seis lâmpadas na parte superior esquerda que normalmente estão apagadas. As lâmpadas acendem-se se houver alimentação nas respectivas barras e a chave que fica na parte inferior do módulo for colocada momentaneamente na posição "indicate".

Para acender a luz "Ext PWR TR", depende de energia do transformador da energia externa, ou energia da "Hot Bat Bus" com a chave da bateria em "ON" e a chave da esquerda na posição "indicate". A massa para a luz é feita através do circuito de OV, UV e NSV do painel de proteção da barra. O acendimento desta luz indica que a energia externa está em condições de ser usada.

A chave da parte inferior do módulo possui também uma posição neutra e uma posição "Test" que serve para testar todas as lâmpadas CC do módulo.

Luzes que indicam condições de abertura do GCR

Estas luzes, quando acesas, indicam o motivo da abertura dos GCRs. Quando elas se acendem, permanecem acesas até que sejam rearmadas.

Essas quatro lâmpadas são assim discriminadas:

1º) FF — Indica falha dos cabos de alimentação do gerador ("Feeder Fault") e se acende se o GCR abrir por CC ("over current" — excesso de corrente) ou DP ("Differential Protection" — curto na linha do gerador).

2º) HV — Indica a abertura do GCR devido a uma alta tensão ("High Voltage").

3º) LV — Indica a abertura do GCR devido a uma baixa tensão ("Low Voltage") ou quando a manete de extinção de fogo ("Fire Handle") for puxada.

4º) MT — Indica que o GCR foi aberto manualmente ("Manual Trip"), colocando a chave do gerador em "OFF", ou que a chave de desconexão do CSD foi atuada.

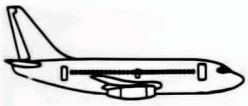
As luzes FF, HV e LV serão rearmadas se o botão "Erase" for calcado. A luz MT será rearmada se a chave for colocada em "ON".

A foto mostra a ilustração do painel anunciador.

Módulo de teste M400 (fig. 45)

O módulo M400 está localizado numa cavidade atrás e ao lado do painel P6, à direita do acesso à cabine de comando e próximo do módulo M238. Sua função é selecionar pontos de teste de tensões, correntes e freqüências para testar a situação dos principais componentes do sistema elétrico do avião.

A indicação é feita nos instrumentos (voltímetros, amperímetros e freqüencímetros) do próprio avião no painel P5, ou usando instrumentos separados que devem ser conectados nos receptáculos na parte frontal do módulo.



O módulo possui duas chaves rotativas com 8 posições cada uma. A chave S2 tem 8 posições marcadas de A até H. A chave S1 tem 8 posições numeradas de 1 até 8.

Colocando-se as seletoras do painel P5 na posição "Test" e utilizando-se convenientemente as chaves S1 e S2 do módulo M400, poderemos ter indicações de tensão CC, tensão CA, freqüência e corrente dos geradores.

A leitura da corrente fornecida pelos geradores (nº 1, nº 2 e APU) somente pode ser feita através dos amperímetros do P5-4. Isso significa que não se pode usar, para medir correntes, instrumentos independentes. No entanto, a utilização do módulo permite a leitura de corrente nas três fases pelo posicionamento conveniente da chave seletora S2.

Ω

GOODYEAR NA AVIAÇÃO E NO ESPAÇO

Os primeiros freios a disco operados hidraulicamente e destinados à aviação foram desenvolvidos pela Goodyear, nos Estados Unidos, exatamente há 50 anos atrás, em 1932. A empresa hoje encontra-se engajada no programa espacial norte-americano e constrói o gravador destinado a armazenar informações de radar a bordo do ônibus espacial "Columbia". Esse aparelho registra os dados geológicos e geográficos da Terra durante o vôo orbital da nave espacial.

No Brasil, a Goodyear é o único fabricante de pneus para a aviação comercial, militar e executiva.

NOVOS PNEUS PARA OS GIGANTES DO AR

Novos pneus de banda larga, destinados aos aviões DC-10 e L-1011, são inspecionados cuidadosamente na fábrica da Goodyear, nos Estados Unidos. Cada um desses aviões "wide-body" leva de oito a dez desses enormes pneus, dependendo do modelo de aeronave. Pneus para DC-10, Boeing 747, os "wide-bodies" operando no Brasil são fabricados também pela Goodyear do Brasil.

CURSO DE INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICA
—POR CORRESPONDÊNCIA—

TORNE-SE EM POUCO TEMPO UM PROFUNDO CONHECEDOR DAS TÉCNICAS DE PROVA E MEDIDA. SOLICITE INFORMAÇÕES PESSOALMENTE À RUA DOS TIMBIRAS, 263, OU ESCREVA P/ A CAIXA POSTAL 30.277 — CEP 01000 — SÃO PAULO — SP.

INSTITUTO MONITOR
TRADIÇÃO E EFICIÊNCIA DE ENSINO HÁ 43 ANOS

INDICAÇAO DIGITAL PARA SISTEMAS DE ALARME OU DE CHAMADAS

Luiz Carlos Costa

DESCRIÇÃO DA MONTAGEM DE UM CIRCUITO PARA INDICAÇÃO DE ABERTURAS, EM SISTEMAS DE ALARME CONTRA ROUBO, OU PARA INDICAÇÃO EM SISTEMAS DE CHAMADAS, ATRAVÉS DE UM "DISPLAY" FND560.

A primeira idéia seria fazer a decodificação dos sensores (1 a 8), de maneira que ao ser acionado o sensor "X" aparecesse no mostrador este número "X" (fig. 1). Com este sistema consegue-se monitorar apenas um sensor por vez, sendo que, quando mais de um sensor estiver ativado, aparecerá no "display" um número diferente destes.

Para eliminar este problema partimos da idéia de fazer com que os números dos sensores apareçam seqüencialmente no mostrador. Conseguimos isto utilizando um "seqüenciador" (CI 4017), capaz de contar de 1 a 10 a reiniciar a seqüência. Foi utilizado o pino de "reset" do CI 4017 para contar apenas de 1 a 8. O CI 4017 recebe os pulsos de "clock", aproximadamente 1 Hz, através do oscilador de "clock" (CI 555).

As 8 saídas do 4017 passam, cada uma, por um transistor NPN, de modo que o mesmo conduz apenas quando lhe é aplicada uma tensão positiva na base, o que é feito através do sensor correspondente.

A seguir, as 8 saídas entram no decodificador a diodos de modo que, quando a saída 1 do 4017 estiver alta, aparecerá no "display" o número 1; quando a saída 2 estiver alta, aparecerá o número 2, e assim sucessivamente até o número 8, quando então será reiniciada a seqüência.

O decodificador somente receberá os pulsos das saídas do 4017 se os transistores, a estas associados, estiverem recebendo o positivo através do sensor correspondente. Assim, aparecerão em seqüência, no mostrador, os números

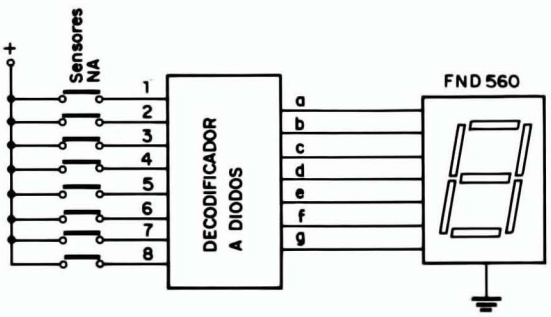


Figura 1
Idéia básica de decodificação dos sensores.

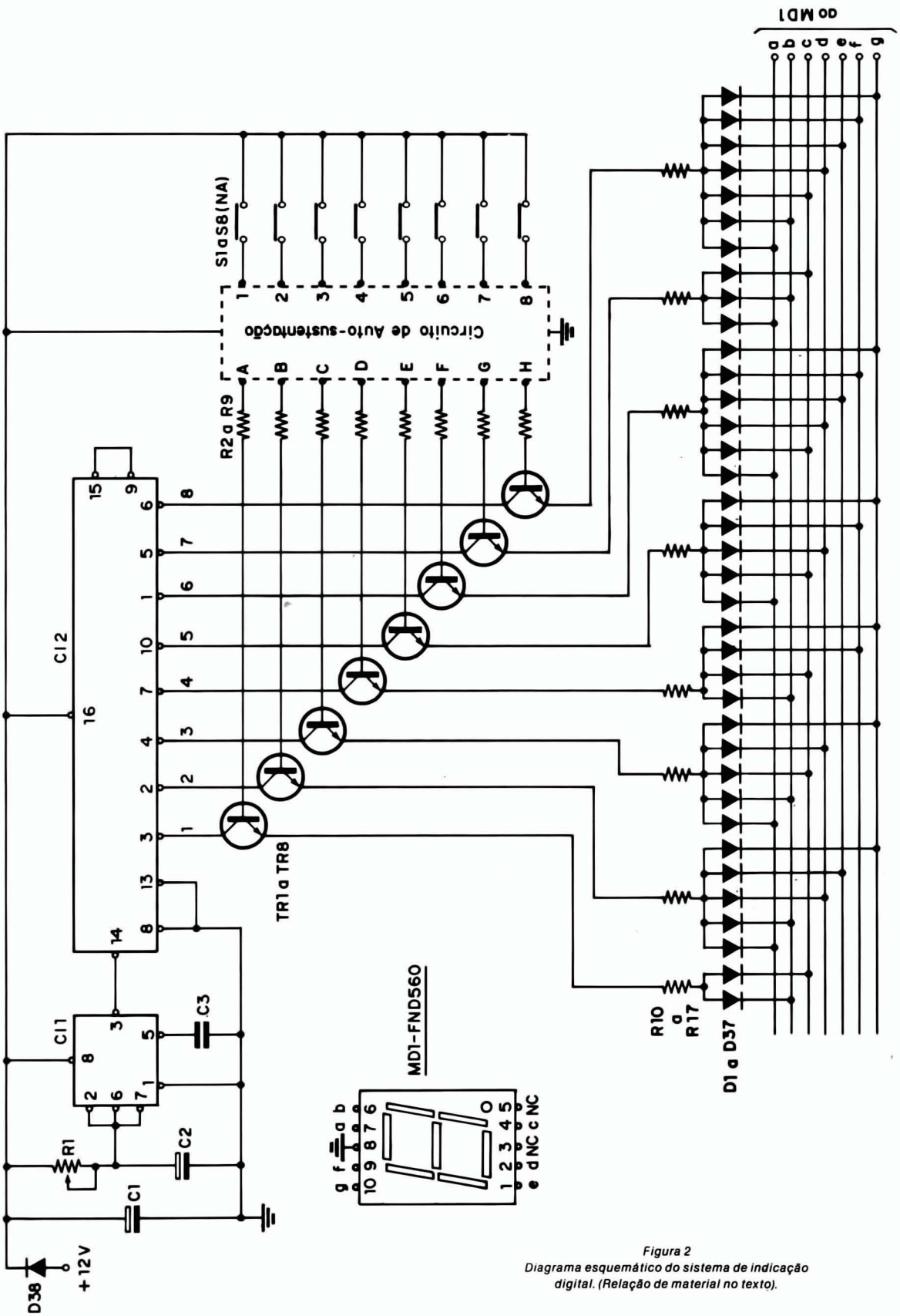


Figura 2
Diagrama esquemático do sistema de indicação digital. (Relação de material no texto).

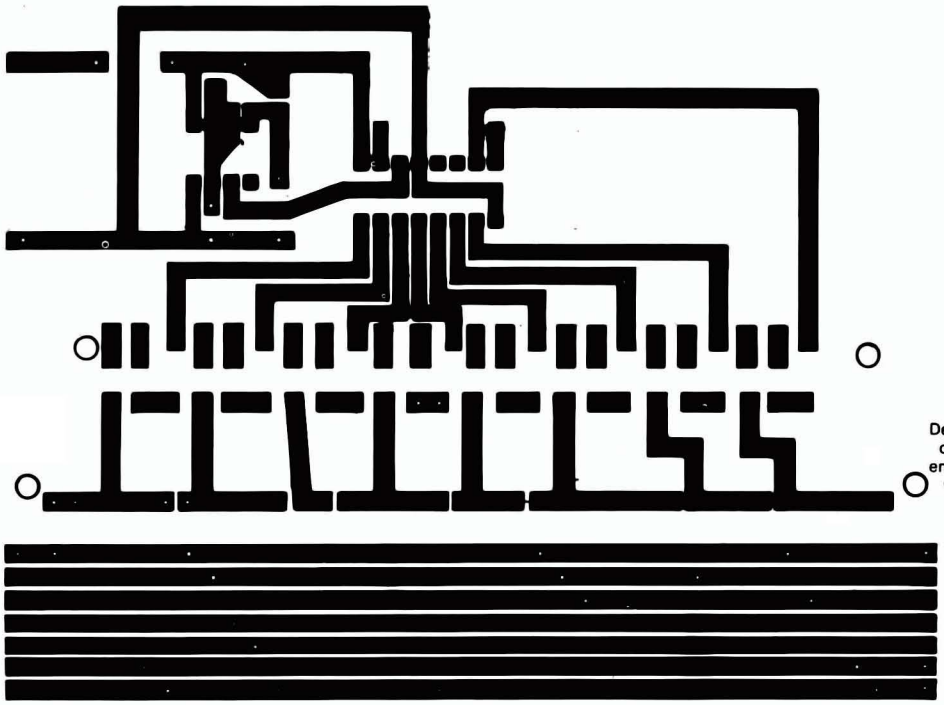


Figura 3-a
Desenho de placa de circuito impresso, em tamanho natural, vista do lado dos componentes

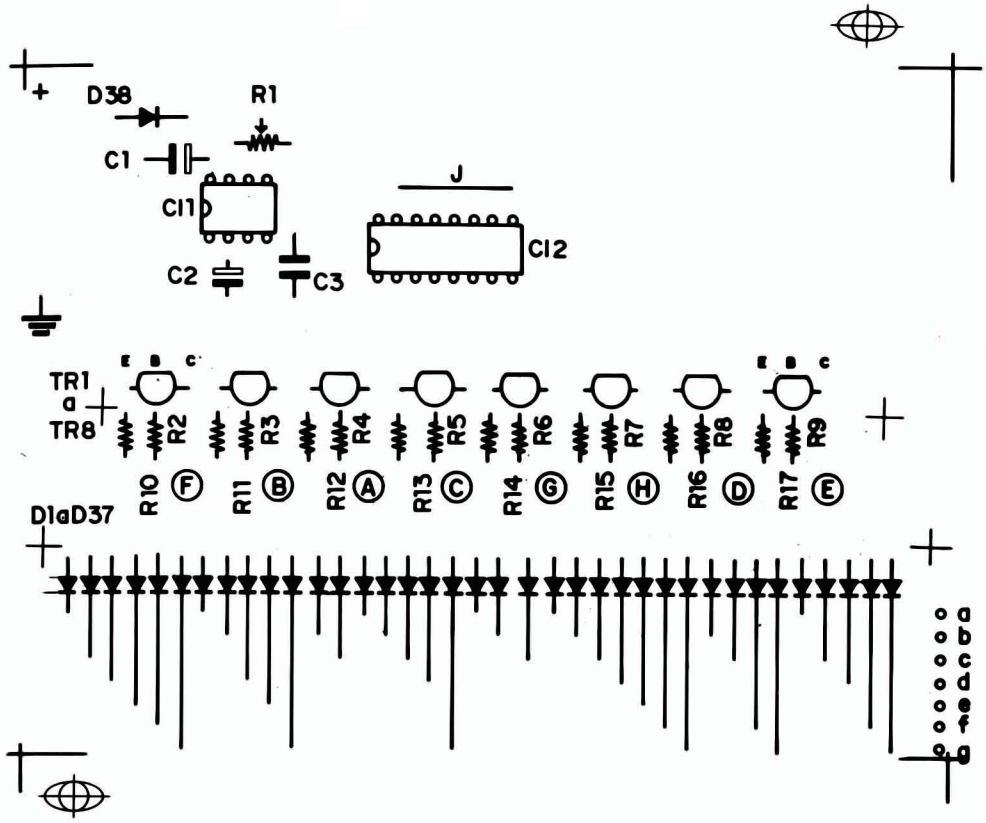


Figura 3-b
Localização dos componentes na placa.

dos sensores que estiverem acionados. Se todos os sensores estiverem abertos não aparecerá nenhum número no "display".

O diagrama esquemático completo do sistema de indicação digital aparece na figura 2.

Relação de material para o circuito da figura 2

CI1 — NE555
CI2 — CD4017
TR1 a TR8 — BC547
D1 a D37 — 1N4148
D38 — 1N4001
MD1 — FND560
R1 — 1 MΩ (trimpot)
R2 a R9 — 10 kΩ (1/8 W)
R10 a R17 — 680 Ω. (1/4 W)
C1 — 220 μF × 16 V
C2 — 10 μF × 16 V
C3 — 0,01 μF
S1 a S8 — ver «Aplicação prática»
Suporte p/ CI — 8 pinos
Suporte p/ CI — 16 pinos

Montagem

A montagem será feita com o auxílio de uma placa de circuito impresso convencional, confeccionada pelo montador. O desenho da placa, em tamanho natural, vista pelo lado dos componentes, aparece na figura 3-a, enquanto que a figura 3-b mostra a localização dos componentes na placa.

Para os CIs foram utilizados suportes adequados a fim de evitar problemas com os mesmos por ocasião da soldagem. O CI 4017 deverá ser manuseado com certa precaução, tendo em vista tratar-se de um integrado do tipo CMOS.

Os resistores deverão ser soldados verticalmente na placa de circuito impresso, bem como os capacitores, se estes forem do tipo axial.

Não deverá ser esquecido o "jumper" marcado com a letra "J", que interliga os pinos 9 e 15 do CI 4017.

De resto, é só seguir as normas rotineiras de montagem, pois não se trata de uma montagem crítica.

A identificação dos terminais dos semicondutores utilizados aparece na figura 4.

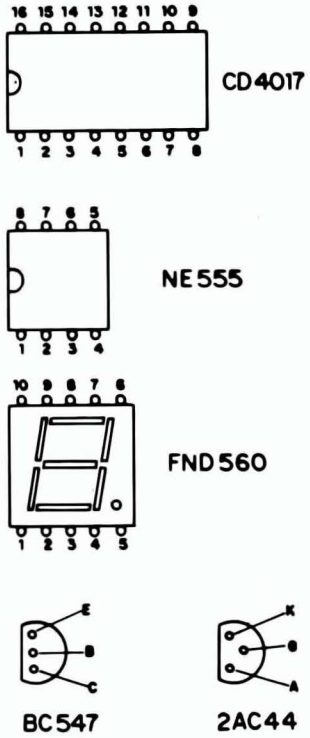


Figura 4
Identificação dos terminais dos semicondutores.

Circuito de auto-sustentação

Foi previsto um circuito de auto-sustentação com SCRs, cujo diagrama está mostrado na figura 5, para o caso de ser necessário que o número do sensor ativado permaneça aparecendo no mostrador mesmo depois que o sensor for desativado. Isto é particularmente interessante em "sistemas de chamada" em que o(s) número(s) deva(m) continuar no mostrador mesmo depois que a chave (normalmente de pressão, tipo botão de campainha) seja desligada.

Relação de material para o circuito da figura 5

SCR1 a SCR8 — 2AC 44
R1 a R16 — 1 kΩ (1/4 W)
C1 a C8 — 100 μF × 16 V

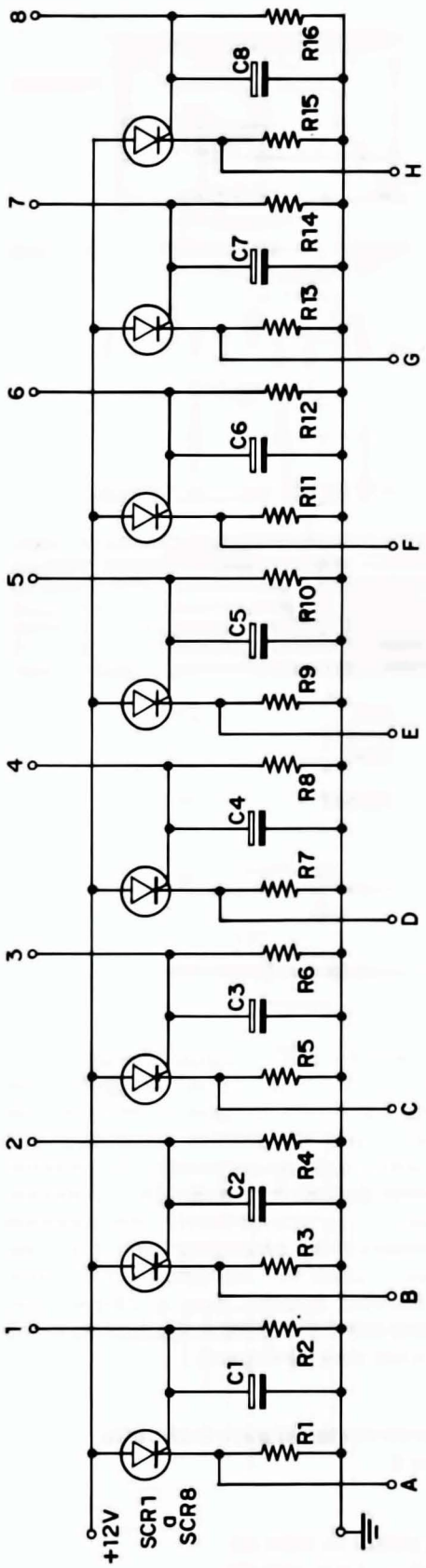


Figura 5
Diagrama esquemático do circuito de auto-sustentação.
(Relação de material no texto).

Montagem

A montagem do circuito de auto-sustentação será feita em placa de circuito impresso que deverá ser confeccionada pelo montador. O desenho da chapa, visto pelo lado dos componentes e em tamanho real, está na figura 6-a. Na figura 6-b está mostrada a localização dos componentes na placa. Note que neste desenho os componentes não estão identificados; o motivo é o fato de todos os resistores, capacitores e SCRs serem iguais (ver relação de material).

Os resistores deverão ser soldados verticalmente na placa de circuito impresso.

A placa do circuito de auto-sustentação será fixada por meio de 2 parafusos de 1/8" × 3/4" e 2 espaçadores plásticos de 1 cm de comprimento, sobre a placa principal (placa A).

Os detalhes de fixação da placa A com a placa B aparecem na figura 7. Note que na placa B os pontos que vão aos sensores (1 a 8) não estão em ordem.

Aplicação prática

Na figura 8 temos um exemplo de aplicação prática do sistema. O circuito presta-se tanto para utilização como "sistema de alarme" elementar, como para "sistema de chamadas" de 8 pontos, dependendo do tipo de interruptor utilizado em S1 a S8.

Para uso em alarmes utilizam-se interruptores NA de pressão (tipo de geladeira), "reed-switch", "micro-switch" etc., e nos sistemas de chamada, botões de pressão (tipo campainha). Nada impede, no entanto, de serem utilizados, visando outros fins, qualquer outro tipo de interruptor.

O circuito da figura 8 funciona da seguinte maneira: ao fechar-se CH1 o "indicador digital" recebe alimentação, mas estando todos os interruptores (S1 a S8) abertos não aparece nenhum número no "display" e SCR1 não conduz. Caso seja acionado, momentaneamente, qualquer interruptor de S1 a S8 ativará o "indicador

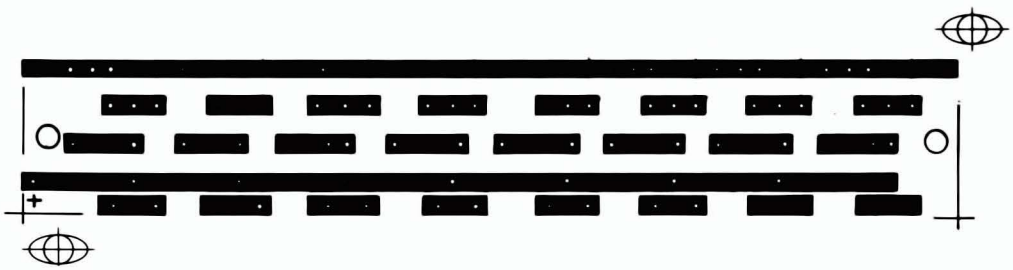


Figura 6-a
Desenho da placa de circuito impresso do circuito de auto-sustentação, em tamanho natural, vista do lado dos componentes.

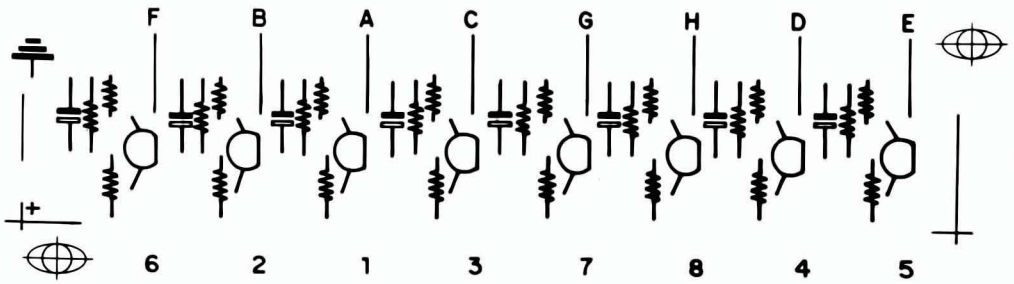


Figura 6-b
Localização dos componentes na placa.

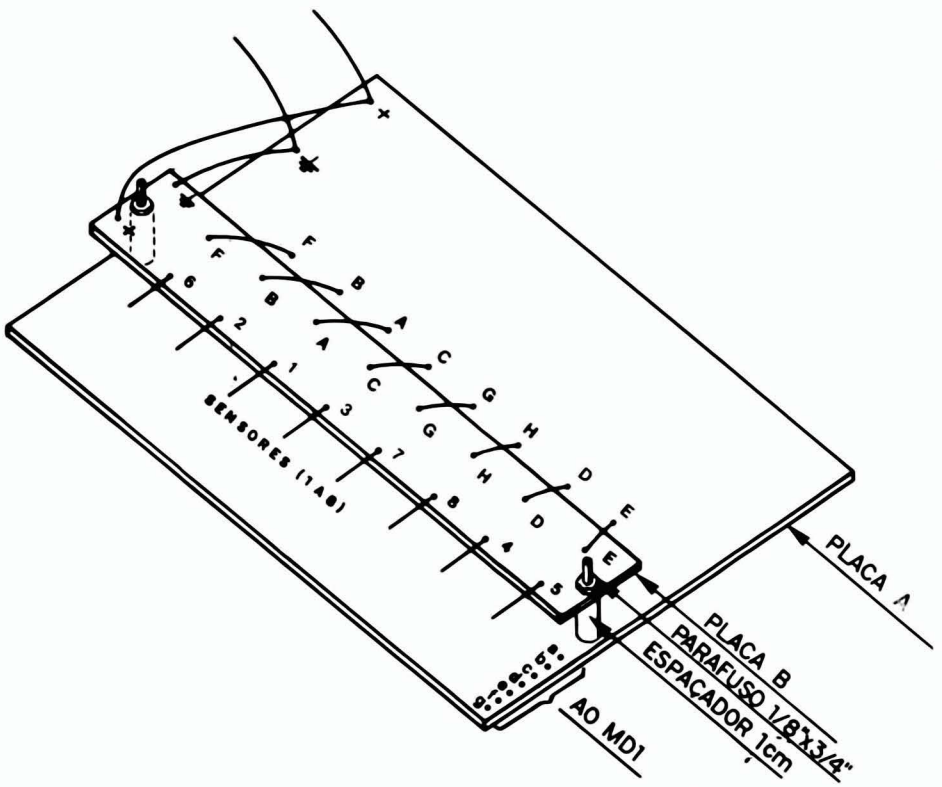


Figura 7
Fixação da placa B à placa A.

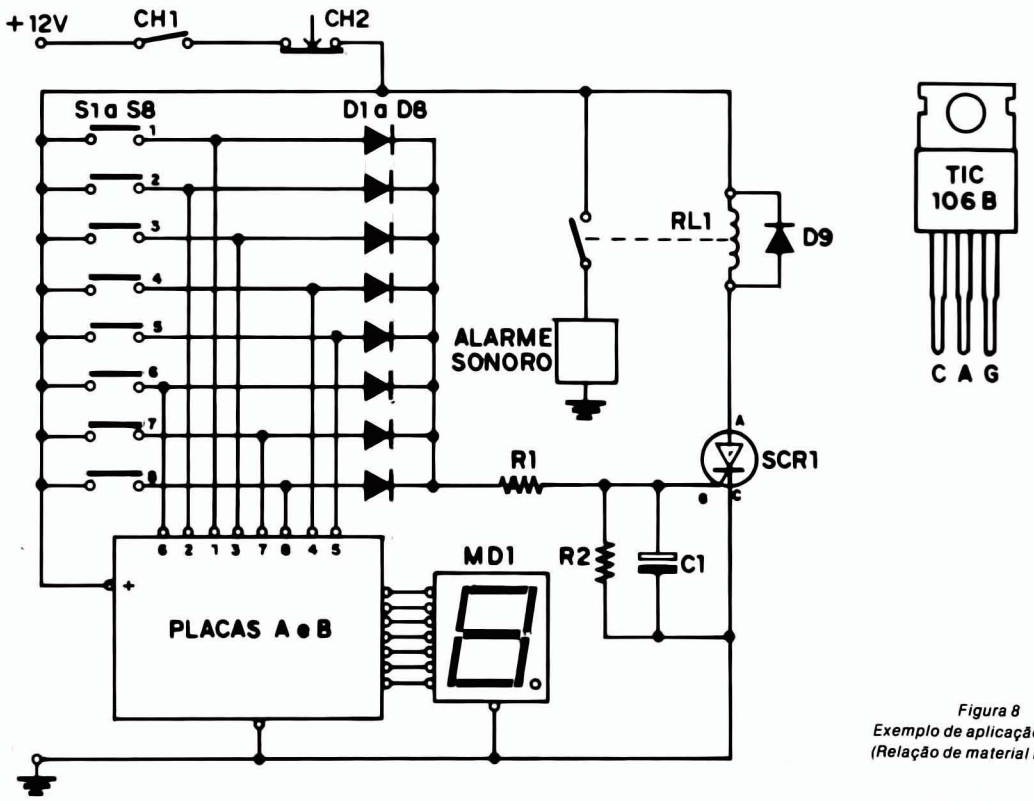


Figura 8
Exemplo de aplicação prática. (Relação de material no texto).

digital", aparecendo no mostrador o número correspondente, ao mesmo tempo que RL1 será energizado através de SCR1. Os contactos de RL1, por sua vez, irão ativar o alarme sonoro.

Relação de material para o circuito da figura 8

SCR1 — TIC 106B
D1 a D8 — 1N4148
D9 — 1N4001
R1 — 1,2 k Ω (1/4 W)
R2 — 4,7 k Ω (1/4 W)
C1 — 100 µF x 16 V
CH1 — interruptor simples
CH2 — interruptor de pressão (normalmente fechado)
S1 a S8 — ver "Aplicação prática"
RL1 — relé para 12 V (capacidade de corrente dos contactos de acordo com a carga utilizada)
Placas A e B — ver a figura 7
MD1 — FND560

O circuito da figura 8 poderá ser montado, com exceção das placas A e B, em ponte de terminais, ou ser confeccionada uma placa de circuito impresso convencional.

Utilização e ajuste

Após montado o circuito da figura 8, testa-se inicialmente o "indicador digital" não conectando o alarme sonoro ao circuito. A seguir fecha-se CH1 e aciona-se momentaneamente todos os interruptores de S1 a S8. Assim feito, deverá aparecer no mostrador, seqüencialmente, os números de 1 a 8 e reiniciar a seqüência daí, e assim indefinidamente.

Após isso, ajusta-se R1 de modo que a seqüência não seja muito rápida, o que dificulta a leitura dos dígitos. Feita esta verificação, desliga-se CH1 e conecta-se o alarme sonoro. Fecha-se CH1 novamente, não devendo aparecer nenhum número no "display". A seguir aciona-se momentaneamente qualquer interruptor de S1 a S8 e imediatamente será ouvido o alarme sonoro, aparecendo o número correspondente no mostrador.

O interruptor CH2 (NF), pressionado momentaneamente, recicla o sistema.

Ω



ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

INJETOR DE SINAIS IS-2

Alimentação	1.5	V.C.C.
Freqüência	800	Hz.
Forma de onda	quadrada	
Amplitude	1.500	mV.
Impedância de saída	5.000	Ohms.

PESQUISADOR DE SINAIS PS-2

Alimentação	1.5	V.C.C.
Sensibilidade	15	mV.
Impedância de entrada	100	KOhm.
Potência de saída	20	mW.

GERADOR DE RÁDIO-FREQÜÊNCIA GRF-1

Alimentação:	1.5 V.C.C.
Freqüência portadora:	465 KHz. e 550 KHz.
	1.100 KHz. e 1.650 KHz. (armonicas)
Freqüência de modulação	800 Hz.
Amplitude de saída	650 mV.
Nível de modulação (%)	20 %
Impedância de saída	150 Ohms.

CARACTERÍSTICAS COMUNS A TODOS OS APARELHOS

- Corpo de plástico de alto impacto.
- Ponta de aço fina e afiada que permite colocá-la em lugares de difícil acesso, não desliza nem cortocircuita contactos próximos e até permite injetar ou tomar sinais de um fio encapado.
- Todos funcionam com uma pilha comum pequena.
- As pontas de entrada estão protegidas pára até 250 V.C.A./C.C.
- Total garantia.
- Instruções para seu uso com cada aparelho.

D.M. ELETRÔNICA LTDA.

Av. Pedroso de Moraes, 580 - cj. 111-B - Fone: 210-6433 - 05420 - São Paulo - SP

RADIOAMADORISMO

RTTY

Homero de Paula Lima Júnior
(PY2 CME)

RYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRY THE QUICK BROWN FOX JUMPS OVER THE LAZY DOG 1234567890 TESTE DE PY2CME CQ CQ CQ CQ CQ CQ DE PY2CME CQ CQ CQ CQ CQ CQ CQ DE PY2CME CQ CQ CQ CQ CQ DE PY2CME PLEASE KKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKKK

RTTY é a modalidade que está atualmente mais em voga no mundo. Consiste na transmissão em SSB de mensagens que você datilografa em uma máquina teleimpressora (nos Estados Unidos usa-se um computador, com terminal de vídeo, caríssimo, de difícil aquisição para nós radioamadores brasileiros), que é acoplada a um decodificador, também TU (existe um muito bom, de fabricação brasileira), que transforma os impulsos das letras/números batidos por você na sua máquina em* **áudio,** *e deste a um transceptor comum de radioamador (qualquer marca ou tipo de "transceiver" serve para a prática do RTTY). Essas mensagens que você datilografou são então recebidas por radioamadores de todo o mundo, em suas máquinas ou terminais de vídeo.*

Você inicia uma transmissão batendo uma ou duas linhas de "RY", para dar tempo ao colega que esteja na escuta de fazer a sintonia correta da sua transmissão. A frase "THE QUICK BROWN FOX JUMPS OVER THE LAZY DOG" é usada internacionalmente em RTTY, pelas empresas de telecomunicações e radioamadores, para teste, pois são usadas as letras mais críticas de transmissão/recepção. Se o equipamento não estiver em ordem, ou com sintonia incorreta, não serão recebidas 100% positivas.

Se algum colega ouviu seu chamado, ele naturalmente vai atendê-lo, e o fará datilografando na máquina dele:

RYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRY
PY2CME PY2CME PY2CME PY2CME _____ PY2DRC — CIRO POR S PAULO
RESPONDENDO SEU CHAMADO _____ PYZCME DE PY2DRC PSE KKKKKKKKKKK

* **Está sendo programado para o 2º ou 3º trimestre de 1982 o lançamento de um computador de comunicações por empresa 100% nacional.**

Você, a esta altura, estará com o TU ligado em recepção (o TU fica conectado na entrada de microfone do transmissor para transmitir e na saída de alto-falante para receber. Tem chave em 3 posições: SINTONIA-RECEBE-TRANSMITE. Na primeira posição você apenas escuta o sinal; na segunda a sua máquina imprime o que está recebendo e, finalmente, na terceira posição o transmissor entra automaticamente no ar, levando a mensagem que você está datilografando (e a sua máquina está "escrevendo" o que o colega está transmitindo). Você então volta para o colega que o atendeu:

RYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRYRY PY2DRC PY2DRC PY2DRC DE PY2CME GRATO PELA CONTESTAÇÃO_____AQUI HOMERO — POR CAPÃO BONITO SP_____BOA NOITE — FORTE 73 — QRA/QTH HOMERO DE PAULA LIMA JÚNIOR P O BOX 150 CAPÃO BONITO SP CEP 18300 — USANDO YAESU FT — 101—ZD _____ANTENA DIPOLO 1/2 ONDA PARA 40 METROS _____ PARA RTTY TU FEITO NO BRASIL E MÁQUINA OLIVETTI T2CN _____ PY2DRC DE PY2CME PSE KKKK

Notas: 170 é o desvio do radioamador; 425 é o desvio de agências noticiosas; 850 é o desvio de poucas agências noticiosas, muitas estações de informações meteorológicas, tráfego/navios, aciação, etc., também usado por rádioamadores em VHF, 2 metros.

Na parte traseira temos: tomada de CA (de onde sai a energia para o motor da máquina), tomada de "loop" (é o áudio recebido pelo transceptor, já codificado pelo TU e que vai levando a informação para a máquina imprimir), tomada de recepção (que se deve ligar ao SP do transceptor), tomada de transmissão (que se liga ao transceptor na entrada de microfone ou entrada de "fone-patch", de preferência na tomada de microfone), tomada de PTT, tomada de V e H (para se ligar a um osciloscópio nas entradas Vertical e Horizontal para uma perfeita sintonia da transmissão do colega que está transmitindo, formando uma elipse. Pouca gente usa osciloscópio — isso no Brasil, porque custa muito caro.

Na parte frontal do TU existem 2 luzes que vão piscando, indicando perfeita recepção. O TU é ligado normalmente a uma tomada elétrica, 110 volts. Na parte frontal do TU existem 2 luzes (LEDs) que se acendem, uma ou outra, indicando se o TU está recebendo; na transmissão não acendem. Como ao ligar a saída de alto-falante do transceptor ao TU o rádio fica mudo, é interessante ligar um par de fones ao rádio, para monitorar a recepção.

Ainda sobre máquinas, uma máquina Olivetti, sem leitor nem perfurador (se precisar gravar algo é só usar um gravador comum, cassete), revisada, pintada, em perfeitas condições de uso, fica em torno de Cr$ 30.000,00 a Cr$ 35.000,00. Nessa faixa de preço, com mais cerca de Cr$ 25.000,00 do TU, totaliza por volta de Cr$ 60.000,00. Com esse gasto o radioamador tem possibilidade de entrar para o mundo fascinante do RTTY! Inclusive participar de contestes internacionais.

Velocidade de transmissão

Nós radioamadores transmitimos na velocidade de 50 palavras por minuto, equivalente a 45 bauds. A maioria das estações noticiosas (e as comerciais) transmitem 66 palavras por minuto, equivalente a 60 bauds.

Carga no transmissor

Não exceder 30 mA para não "cansar" as válvulas de saída do transceptor.

Algumas "dicas"

A máquina deve, obrigatoriamente, ser colocada em uma mesa isolada daquela onde está o transceptor. Por mais acolchoada que esteja, sua vibração é grande e pode alterar a freqüência do transceptor. Além disso, se ficar em uma mesa lisa, ela começa a "andar" em cima dela.

Antes de começar a transmitir, deixe o transceptor esquentar uns 15 ou 20 minutos. Não abra muito o ganho de microfone, para não forçar o tanque final do transceptor. Tenha em mente que vale mais uma boa antena direcional do que um linear, que sempre pode dar um probleminha desagradável de TVI. Usa-se sempre em RTTY o QTR UTC. É bom então ter um relógio funcionando na base do UTC (antigamente se falava GMT).

QRGs mais utilizados por radioamadores

— Em 20 metros: 14 080 a 14 100 kHz.
— Em 15 metros: 21 080 a 21 100 kHz.
— Em 40 metros: 7 042 a 7 045 kHz.
— Em 10 metros: não tenho experiência, mas esta faixa também é usada em RTTY.
— Em 80 metros: 3 550 a 3 600 kHz.
— Em 160 metros: já têm sido feitas experiências nesta faixa.
— Em VHF: usa-se para QSOs locais.

Os radioamadores classe C podem operar em RTTY em 160, 80, 40, 15 e 10 metros (também em 6 e 2 m) com 100 W, mas não podem operar em 20 metros, faixa exclusiva para a classe A. Os radioamadores classe B utilizam as mesmas faixas dos radioamadores da classe C, somente que poderão utilizar linear de até 1 kW.

E aí está, em linhas gerais, a operação em RTTY por radioamadores. Aqueles que desejarem informações adicionais poderão escrever diretamente para: Homero de Paula Lima Júnior (PY2 CME) — Caixa Postal 150, CEP 18300 — Capão Bonito — SP.

N.R. — Os preços dos equipamentos foram dados apenas a título de orientação e datam de 15/01/82.

Ω

SERVIÇO RÁDIO DO CIDADÃO —ENTIDADES JURÍDICAS—

A partir de 6 de março próximo passado, as pessoas jurídicas (empresas comerciais, industriais, agrícolas, entidades governamentais, etc.) não podem mais explorar radiocomunicações, utilizando o Serviço Rádio do Cidadão. Todas as autorizações foram revogadas, perdendo, em conseqüência, validade as licenças para funcionamento de estações, emitidas em qualquer época.

Exceções

1) Associações representativas dos executantes do Serviço Rádio do Cidadão, reconhecidas pelo Ministério das Comunicações.
2) Secretarias de Segurança Pública.
3) Polícias civis e militares.
4) Corpo de Bombeiros.
5) Polícia rodoviária.
6) Hospitais e pronto-socorros.

As entidades que desejarem manter suas redes de radiocomunicações em funcionamento devem obter autorização do DENTEL para executar Serviço Limitado. O procedimento a ser observado é o sequinte:

— Requerer (1) à Diretoria Regional do DENTEL da área, usando o formulário DNT - 119, instruído com:

a) cópia do CGC;
b) cópia do estatuto da entidade;
c) projeto técnico simplificado (usar os formulários DNT-033, DNT-037 e DNT-090);
d) licenças (originais) das estações revogadas do Serviço Rádio do Cidadão.

As entidades que requererem a execução de Serviço Limitado estarão desobrigadas do pagamento da Taxa de Fiscalização do Funcionamento relativa às estações do Serviço Rádio do Cidadão, do corrente exercício. Todavia, ficam obrigadas ao pagamento da Taxa de Fiscalização da Instalação das estações a serem licenciadas no Serviço Limitado. (Será abatida a importância porventura já recolhida, relativa do funcionamento, no corrente exercício, referente às estações do Serviço Rádio do Cidadão, ora canceladas).

Equipamentos

Somente utilizar equipamentos específicos, homologados pelo DENTEL, ou outros inicialmente destinados à Faixa do Cidadão e adaptados às freqüências específicas do Serviço Limitado (adjacentes à Faixa do Cidadão). Neste caso, deve ser solicitado, junto com o requerimento ao DENTEL, o novo registro de equipamento modificado.

Para outras informações, procure o DENTEL.

Ω

(1) Legislação: Norma 05/78-MC; Instrução 05/81-DENTEL; Instrução 06/81-DENTEL; Instrução 01/82-DENTEL.

RENZ



Medidas: 85 × 85 × 33 mm.
Voltímetros: 0 — 6 V até 0 — 500 V
Amperímetros: 0 — 1 A até 0 — 100 A
Miliamperímetros: 0 — 100 mA até 0 — 750 mA
Classe 1,5 % (ferro móvel)

Ind. e Com. de Medidores Elétricos RENZ Ltda.
R. Guarani, 130 — Fones: 433-2893 - 433-3655
C.P. 173 — Ender. Telegr. "Renz" — CEP 12 900
Bragança Paulista — SP

BOLSAS DE ESTUDO PARA ELETRÔNICA NA HOLANDA

A Philips Brasileira está aceitando inscrições para bolsas de estudo, para os cursos de pós-graduação e mestrado em Eletrônica de 1983, que se realizam anualmente no "Philips International Institute — PII", em Eindhoven, Holanda.

Os candidatos devem ser diplomados em Engenharia Eletrônica ou Física, ou alunos do último ano das respectivas faculdades, mas que na data de embarque para a Holanda já estejam formados e sem dependências em seus cursos, com idade máxima de 30 anos, além de falar fluentemente o idioma Inglês, que é a língua oficial do PII.

As inscrições podem ser feitas até o dia 15 de junho, por carta ou pessoalmente, na Gerência do Departamento de Recrutamento e Seleção de Pessoal, à Rua Bela Cintra, 1149 - 12º andar, CEP 01415, São Paulo, telefone (011) 282-5722, ramal 235.

A bolsa tem duração de um ano e fornece passagem aérea de ida e volta, manutenção mensal para aquisição de roupas de inverno e para compra de livros. Prevê, também, assistência médica gratuita durante a permanência na Holanda.

O estudo é organizado em três níveis: Programa Individual, Engenharia de Projetos e Mestrado em Engenharia Elętrônica. No programa individual o aluno tem liberdade de selecionar as áreas de interesse, trabalhando em projetos específicos do "Philips International Institute", ou em outras universidades holandesas, em campos como, por exemplo, a iluminação e a programação de computadores. Já para a obtenção do diploma de Engenharia de Projetos Industriais, o curso terá duração de 120 horas, além de fóruns técnicos e práticas de laboratório. O curso mais extenso é o de mestrado em Engenharia Eletrônica, com duração de 17 meses. Aos trabalhos práticos serão reservados oito meses. Esta prática servirá de base para a tese que será submetida a uma comissão de professores de diversas universidades holandesas de tecnologia.

DIPLOMA

Aqueles que concluírem com êxito o programa individual de estudo de 50 semanas, receberão um diploma do "Philips International Institute", onde descreve o trabalho desenvolvido e os exames aos quais o estudante se submeteu. Tais diplomas são homologados pela The Netherlands Universities Foundation for International Cooperation (NUFFIC).

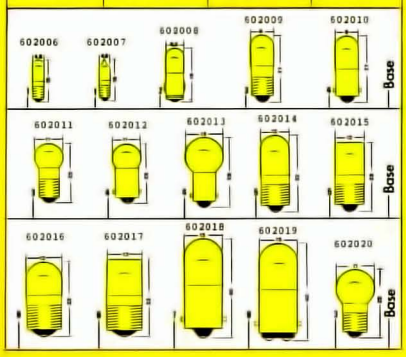
Todo ano, o PII concede 30 bolsas de estudo a profissionais das mais variadas partes do mundo. Desde a instituição do programa, até hoje, 32 brasileiros dele participaram.

A LOJA

DOS COMPONENTES DE ELETRONICA.

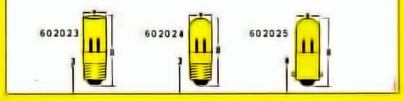
LAMPADAS COM BASE - MINIATURA

Tipo	Tensão(V)	Corrente(mA)	Base
602006	6 a 28	20 a 100	1
602007	6 a 28	20 a 100	1
602008	6 a 60	20 a 100	1
602009	6 a 130	20 a 250	1
602010	6 a 130	20 a 250	1
602011	6 a 60	20 a 150	1
602012	6 a 60	20 a 150	1
602013	6 a 130	20 a 250	1
602014	6 a 130	20 a 250	1
602015	6 a 130	20 a 250	1
602016	6 a 130	20 a 250	1
602017	6 a 130	20 a 250	1
602018	6 a 130	20 a 250	1
602019	6 a 130	20 a 250	1
602020	6 a 130	20 a 250	1



LAMPADAS NEON

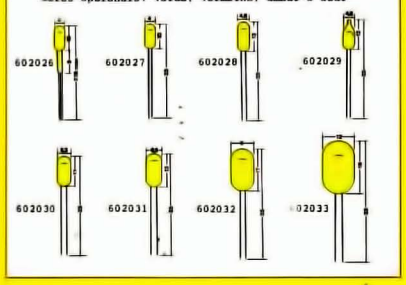
Tipo	Tensão(V)	Base
602023	120 a 220	1
602024	120 a 220	1
602025	120 a 220	1



LAMPADAS SEM BASE - MINIATURA

Tipo	Tensão(V)	Corrente(mA)	
602026	6 a 24	20 a 100	c/resistor
602027	6 a 24	20 a 100	s/c c/resistor de 8 a 10 cm
602028	6 a 24	20 a 100	
602029	6 a 24	20 a 100	
602030	6 a 30	20 a 100	
602031	6 a 60	20 a 100	
602032	6 a 130	20 a 250	
602033	6 a 130	20 a 250	

Cores Opcionais: verde, vermelho, ambar e azul



LAMPADAS TELE SLIDE

Tipo	Tensão(V)	Corrente(mA)	Base
602021	6 a 60	20 a 40	7
602022	6 a 60	20 a 40	10



PRONTA ENTREGA

LM386HC.....COMPARADOR LINEAR OFFSET
LM399H.....REF.VOLT.6.9V TEMP.ESTAB
HE5360.....LINEAR OP.FET.ALTA IMP
HE5400.....AUDIO DRIVER (MC1221)
ADC0800.....CONVERSOR A.D. 8 BIT
DAC0800.....CONVERSOR DA 8BIT
DAC1203.....CONVERSOR DA 12-3 DIGIT.BCD
D1702.....EPROM 256x8
1881771.....FLLOP.DISC CONTROL
2101-2508S....256x4 S RAM ZIPIN.
2102.....1024x1 S RAM - 16PIN
2111.....256x4 S RAM MOS - 18PIN
2114-2508.....1024x4 S RAM N MOS - 18PIN
2117/MM-416 D1.16Kx1 D RAM N MOS 150NS 16PIN
2141-1.....4 RAM 4kx1
2556.....DIALER.PUSH BUTTON TELEFONE DIALER DIG.
2561.....TONE RINGER P/TELECOMUNICAÇÕES
2708.....EPROM 1024x8.
2709.....RELOGIO P/CARRO
2716.....EPROM
2732.....EPROM 4096x8 (TMS2532)
2764.....EPROM 8kx8
AM2901.....MICROPROCESSADOR 4BIT
AM2971.....PROM 256-TS-16PIN (74S288)
AM2910.....MICROPROGRAM CONTROLLER
B2561.....PROM TTL 32x4 TC 16PIN
TMS3120/P3120.SHIFT REGISTER 5 MOS 80BITS
P3140.....5 MOS STATIC SHIFT REGISTER 640BIT
TMS3409.....DINAMIC SHIFT REGISTER 80BITS
TMS3556.....FET DUAL
TMS4027/MM5290.4096x1 BIT DINAMIC RAM
TMS4030.....4096x1 S RAM ZIPIN
TMS4033.....1024x1 S RAM 16PIN
TMS4035.....256x4 S RAM ZIPIN
MM5262.....2 RAM N MOS 16PIN 400NS (1101)
5101/TMM314-1.DINAMIC N MOS 18PIN 1K4x1 (1103)
TMS533.....4.096N TS 16PIN 256x4 TTL
MM5303.....CLOCK ALARM MOUTH MICROWAVE
TMS603.....REGULAR 96PIN 256x4 DC 16PIN TTL
5101.....256x4 S RAM CMOS 22PINS
MM5309.....CLOCK ALARM MOUTH MICROWAVE
TMS603.....REGULAR 96PIN 256x4 DC 16PIN TTL
5101-1/2TMS611.256 BIT REGULAR 96PINS
TMS603.....DART
TMS6508/6502.1024 BIT STATIC CMOS RAM
MC6574.....GERADOR DE CARACT. TTL (2)
MC6551.....SDLC
MC6800.....CPU
MC6802.....CPU 128x8 RAM CLOCK INTERNO
MC6810.....RAM 128x8 (SEE ALSO MEMORY RAM)
MC6820/6821...PERIFERAL INTERFACE ADAPTE (PIA)
MC6860.....MODEM
MC6875.....CLOCK 2 PHASE
MC6881/3839...TRIPLE BIDIRECTIONAL BUS DRIVER
ICL7103.....DPM 4 1/2 DIGT. AD.
ICL7106.....DPM P/DISPLAY CRISTAL LIQU.AD
ICL7107.....DPM P/DISPLAY LED AD
HD3102/HM6551..QUAD D FLIP-FLOP 3 STATE
M6800A.....CPU
M6035.....8BIT MICROCONTROLLER (EXTERNAL ROM)
ICL8043.....LINEAR OP FET INPUT DUAL OFFSET COMPENS
M6085A.....CPU
M6086.....16BIT N MOS MICROPROCESSOR
M8155.....RAM I/O TIMER
M8202.....DINAMIC RAM CONTROLLER
M8205/3205....DECODER 1 OF 8
M8212.....8BIT I/O PORT
M8214.....PRIORITY INTERRUPT CONTROL
M8216.....BIDIRECIONAL BUS DRIVER
M8224.....CLOCK G. DRIVER
M8226.....BUS DRIVER INVERTING
M8228.....SYSTEM CONTROLLER
M8232.....INTEL FLOATING POINT PROCE
M8238.....SYSTEM CONTROL 8BIT 3 STATE
M82510.....UART
M8253-5.....PROGRAMMABLE INTERVAL TIMER
M8255-5.....PROGRAMMABLE PERIPHERAL INTERFACE
M8257.....PROGRAMMABLE DMA CONTROL
M8259.....INTERRUPT CONTROL
M8271.....FLOPPY DISC CONTROL
8273.....FLOPPY DISC CONTROL DOBLE DENSITY
8273.....SDLC PROTOCOL CONTROLLER
8275.....CRT CONTROL







8276.....SMALL SYSTEM CRT CONTROL
8279.....KEY BOARD DISPLAY CONTROLLER
8283.....OCTAL LATCH
8284.....CLOCK GERADOR;DRIVER P/8086 CPU
8286.....OCTA BUS TRANSCEIVER
8288.....BUS CONTROL P/8086
8291.....GPIB
8292.....GPIB CONTROL
8294.....DATA ENCRYPTION UNIT
DM8556.....BINARY COUNTER LATCH TS(DM7556)
D8741.....MICROCOMP.8BIT (UNIV.PER.INTERF.)
D8748.....MICROCOMP.8BIT
D8755A.....EPROM I/O 2kx8
AM9060.....D.RAM 4096x1 N MOS TS 16PIN (2107)
AM9551.....T SAMT (8251)
S10430.....ORGAN KEY DIVIDER (TECLADO)
AY5-1013.....CART
TMS5501.....USART
S50240.....ORGAN GERADOR OITAVAS
MM74C926.....6 DIGT.COUNTER WITH MULT. 7 SEGM.DRIVER

FAST 1 - MICROCOMPUTADOR



[illegible]

APAGADOR DE EPROM



Apagador de EPROM's -ARO1 -Apaga memórias do tipo UV-EPROM 2716, 2708, 1702,etc...). Possui temporização de 15 minutos e proteção quando de aberturas acidentais da tampa ou [illegible]

PRO ELETRONICA COMERCIAL LTDA

RUA SANTA IFIGENIA 568 · SP · FONES • 2207888 • 2232973